RADIO PLANS

Journal d'électronique appliquée. n° 343 - Juin 1976



POUR SE RELAXER : UN MONITEUR D'ACTIVITÉ CÉRÉBRALE

Boîte de mixage à circuits C. MOS

Contrôleur oscilloscopique d'allumage pour automobile

Détecteur d'approche et de contact

Compresseur de modulation

(Voir sommaire détaillé page 35)

uisse : 3 F - Canada : 0,90 Dollar - Algérie : 4,5 Dinars - Tunisie : 450 Mils - Espagne : 45 Pesetas

RADIO PLANS

Journal d'électronique appliquée

N° 343 juin 1976

sommaire

Notre couverture : Un état de méditation propre à la création d'une onde alpha (voir notre article page 36 sur la réalisation d'un moniteur d'activité cérébrale) - Cliché Max Fischer.

Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
Tél. : 202-58-30

Président-directeur général
Directeur de la publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur technique :
André EUGENE

Rédacteur en chef :
Jean-Claude ROUSSEZ

Secrétaire de rédaction :
Jacqueline BRUCE

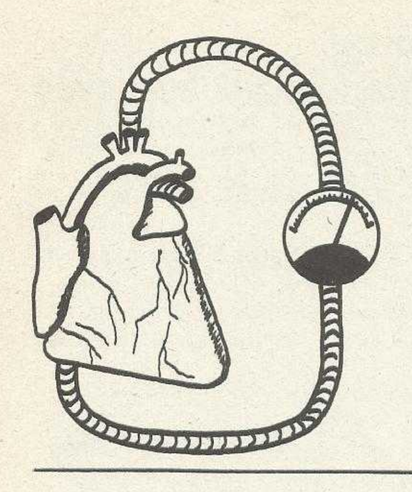
Courrier technique :
Odette Verron
Christian Duchemin

Tirage du précédent numéro
101 000 exemplaires

Publicité : Société Parisienne d'Edition
Département publicité
206, rue du Fg-St-Martin, 75010 Paris
Tél. : 607-32-03 et 607-34-58

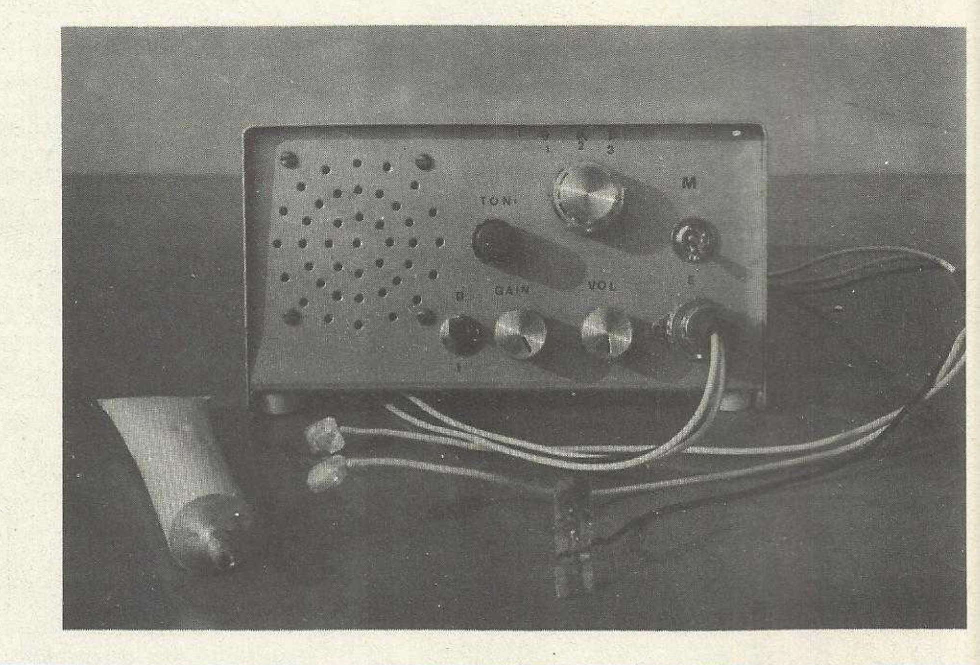
Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
France : 1 an **45 F** - Etranger : 1 an **60 F**
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 1 F en timbres
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal

Dépôt légal éditeur N° 433 - 2e trimestre 1976 - Mensuel paraissant le 25 de chaque mois - Distribué par TRANSPORT-PRESSE
Composition l'Atelier du Château - Imprimerie SIEP - 77120 AVON



ÉLECTRONIQUE MÉDICALE

Construisez votre moniteur d'activité cérébrale



Si vous êtes lecteur de bandes dessinées, vous connaissez certainement ce héros bien sympathique et baptisé non sans humour « Géo Trouvetout ». Ce personnage possède un gadget merveilleux sous la forme d'un chapeau, certainement très complexe, surmonté d'une ampoule qui s'allume d'autant plus violemment que l'idée qu'a la personne qui le porte est... lumineuse (peut-être est-ce l'origine de l'expression...).

Nous ne vous proposons pas aujourd'hui le chapeau merveilleux de Géo Trouvetout, mais quelque chose d'un peu semblable dont nous avons déjà parlé dans les colonnes de cette revue : il s'agit d'un moniteur d'activité cérébrale. En ces temps de vie trépidente, l'électronique va nous permettre d'apprendre à nous relaxer...

En effet, grâce au petit appareil que nous décrivons aujourd'hui, le lecteur pourra, avec un minimum d'entraînement, susciter l'apparition d'un « état de relaxation ».

La présence d'onde α (spectre allant de 7,9 à 13 Hz) dans l'électroencéphalogramme est en effet étroitement corrélée à l'existence d'un état méditatif. Le « moniteur » décrit met en évidence les ondes α ce qui permet donc à son utilisateur de susciter volontairement leur apparition : c'est ce que les Anglosaxons appellent le « bio feed-back », expression difficilement traduisible * que nous conserverons malgré les dernières recommandations...

Ce petit appareil permet d'autre part d'observer divers signaux physiologiques et vous fournira par exemple votre rythme cardiaque.

* Contre-réaction biologique peut-être...

I. Principe

Un amplificateur à grand gain et faible bruit prélève, grâce à des électrodes disposées sur le crâne, des signaux de l'ordre du μV qui sont ceux de l'électro-encéphalogramme, et les utilise pour moduler en fréquence une tonalité.

L'utilisateur qui voudra faire apparaître le rythme alpha, qui correspond rappelons-le à la relaxation, s'entraînera à faire apparaître la modulation caractéristique de ce rythme.

En fait, à chaque « état d'âme » correspond un signal électrique de fréquence particulière. Par exemple, un profond sommeil donne des signaux entre 2 et 4 hertz, une activité intellectuelle intense (solution d'un problème de mathématiques par exemple) produit des signaux de fréquence comprise entre 3,5 et 7,5 hertz (rythme θ), l'inquiétude ou la surprise correspond au rythme β (de 13 à 28 hertz). Le circuit décrit est équipé de filtres et peut mettre en évidence les rythmes θ, α, β.

Le réalisateur pourra donc constater tout cela par lui-même et acquérir une certaine expérience personnelle.

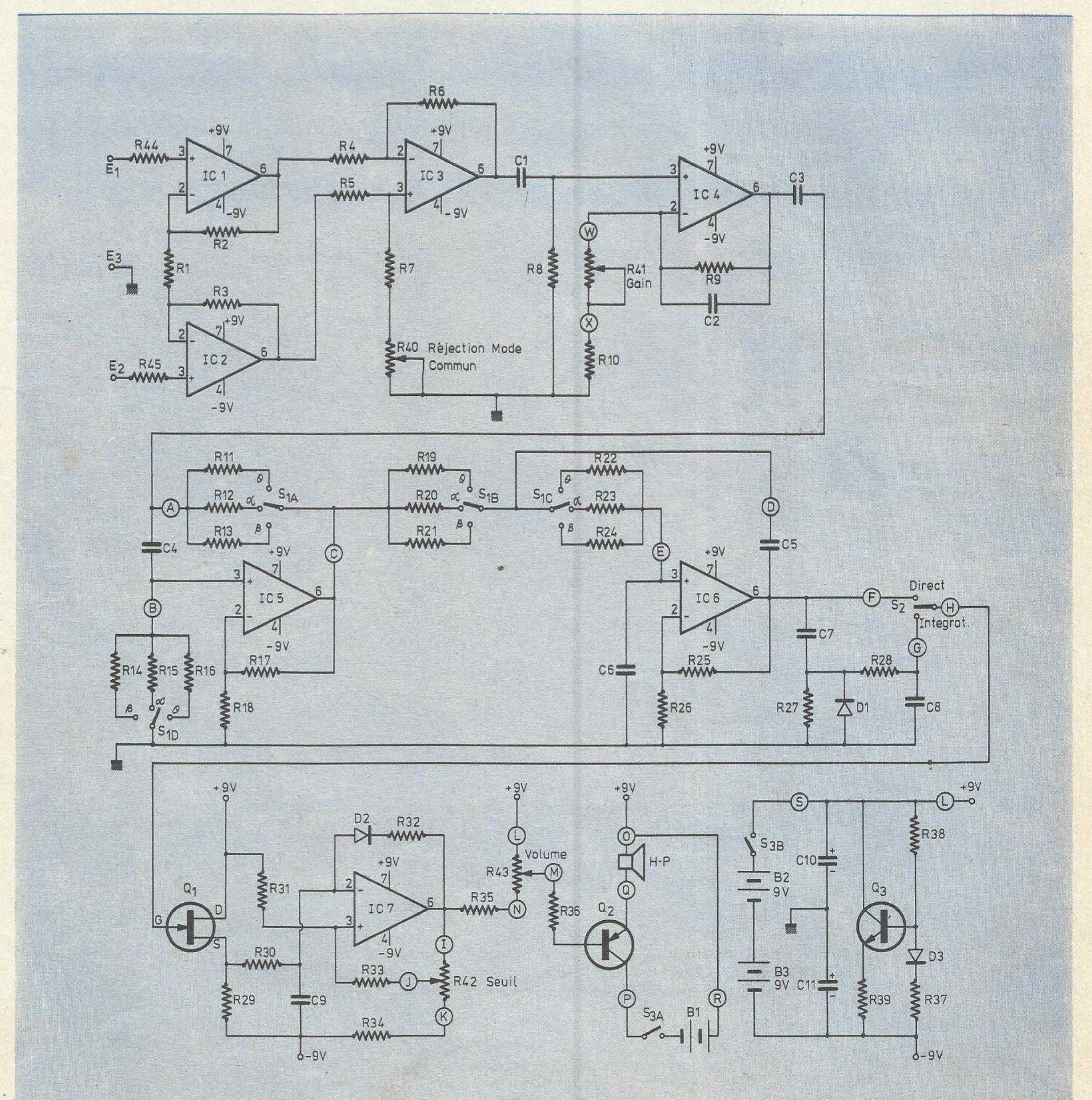


Figure 1

II. Le circuit

a) Solutions retenues et justifications

Notre appareil n'est pas un gadget. Il est suffisamment complexe pour être « sérieux » sans pour autant constituer une réalisation en dehors des moyens techniques ou financiers d'un amateur.

Il comporte un filtre passe bande, de fréquence centrale commutable centrée sur les rythmes θ, α, β.

Son amplificateur différentiel d'entrée possède une très grande réjection de mode commun de façon à éliminer au maximum les interférences dues au secteur 50 Hz, et une très grande impédance d'entrée. Sa structure est d'ailleurs celle des amplificateurs employés en instrumentation.

Enfin, afin de s'affranchir de contraintes d'isolement par rapport au secteur imposées par des mesures élémentaires de sécurité de l'utilisateur notre ensemble est alimenté sur piles (3 piles de 9 V d'un modèle courant). Le signal électrique est recueilli par des électrodes (2 de mesure plus 1 de référence) qu'il ne faudra pas négliger puisque c'est d'elles que dépend la qualité du signal recueilli. Nous les détaillerons après le chapitre « réalisation ».

Le « feed-back » sonore vers le patient peut s'effectuer de diverses manières :
— on peut utiliser le signal recueilli pour moduler en amplitude une tonalité ;
— on peut de même moduler cette sonorité en fréquence.

Notre moniteur utilise une combinaison des deux procédés : le signal, prélevé à la sortie de l'amplificateur passe dans un dispositif à seuil d'amplitude réglable dont la sortie module en fréquence la tonalité. Une commutation permet d'autre part de prendre comme signal modulant, le signal instantané prélevé à la sortie des filtres ou le signal obtenu par détection et intégration de ce dernier.

Donc, en l'absence de signal, notre moniteur sera silencieux. Quand le seuil (réglable sur la face avant) sera dépassé, il y aura émission d'une tonalité de fréquence proportionnelle à l'amplitude du signal en mode « direct » ou à celle de son enveloppe en mode « intégral ».

Nous avons bien entendu incorporé un petit amplificateur basse fréquence actionnant un petit haut-parleur et ajouté sur la face avant une commande de volume sonore.

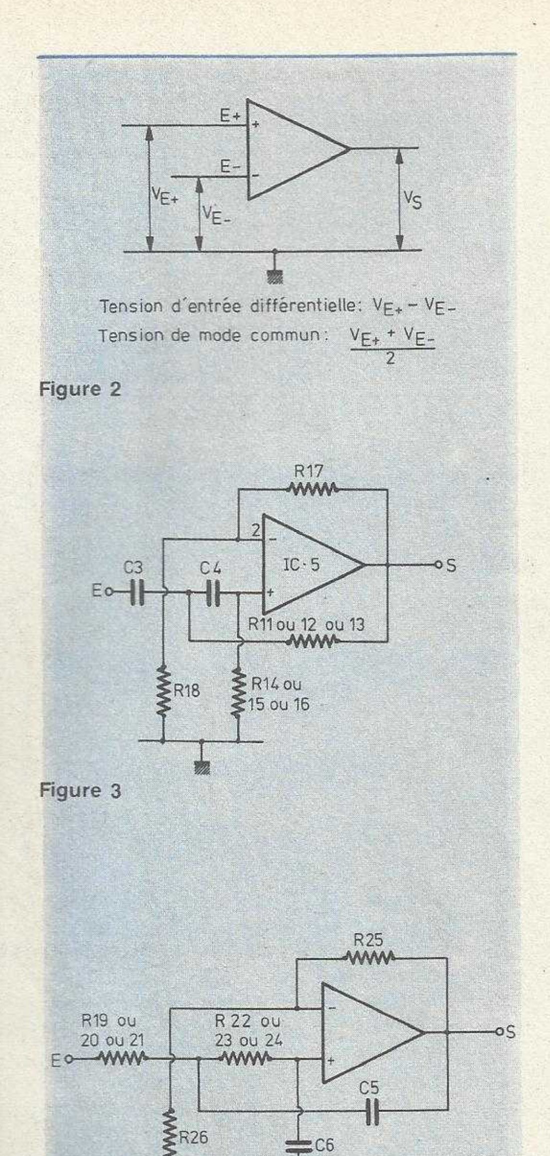


Figure 2

Figure 3

Figure 4

b) Etude du circuit

On peut voir le schéma détaillé à la **figure 1.**

• Les circuits intégrés **IC_1** et **IC_2** amplifient la différence de potentiel prélevée entre deux électrodes tout en ne présentant pas de gain pour les tensions de mode commun (tensions présentes sur les deux entrées à la fois), comme l'explique la **figure 2.**

• IC_3 est monté en amplificateur différentiel, R_{40} permettant d'en ajuster la parfaite symétrie donc d'optimiser la réjection de mode commun.

L'ensemble IC_1-IC_2-IC_3 constitue donc ce qu'il est convenu d'appeler un amplificateur différentiel d'instrumentation, IC_1 et IC_2 améliorant par leur gain sur la tension différentielle la réjection de mode commun apportée par IC_3.

Notons la présence de R_{44} et R_{45} protégeant quelque peu les entrées de IC_1 et IC_2 des éventuelles surtensions toujours possibles sur les électrodes.

• Le signal en sortie de IC_3 est appliqué par C_1 à IC_4 monté en amplificateur de gain variable par R_{41} (potentiomètre situé sur la face avant) d'environ 5 à 95 (plus R_{41} est faible, plus le gain est fort) et en filtre passe bas (par C_2).

• IC_5 est monté en filtre passe haut du deuxième ordre (voir **figure 3** la structure d'un tel filtre) de fréquence de coupure commutable par S1A et S1D.
(rythme θ : 3,9 Hz - rythme α : 7,9 Hz - rythme β : 13 Hz).

• IC_6 constitue lui un filtre passe bas du deuxième ordre (voir **figure 4** la structure d'un tel filtre) de fréquence de coupure commutée par S1B et S1C.
(rythme θ : 7,9 Hz - rythme α : 13 Hz - rythme β : 20 Hz).

• Ces deux filtres étant montés en cascade, S1A - S1D - S1B - S1C étant solidaires, on obtient globalement un filtrage passe bande du signal, avec les bandes passantes ci-dessous :
1 - rythme θ : 3,9 à 7,9 Hz
2 - rythme α : 7,9 à 13 Hz
3 - rythme β : 13 à 20 Hz

• Le signal en sortie de IC_6 est alors prélevé soit directement, soit après détection shunt positive par D_1 et intégration par R_{28} et C_8 pour être appliqué à l'ensemble Q_1-IC_7, générateur de tonalité dont le fonctionnement est détaillé ci-dessous :

Supposons que C_9 se charge à travers R_{30}. Quand la tension à ses bornes atteint la tension définie par le diviseur constitué de R_{31}-R_{33}-R_{42} et R_{34}, IC_7 se sature à cause de la réaction positive introduite par R_{33}. C_9 se décharge alors à travers D_2 et R_{32} jusqu'à ce que IC_7 puisse revenir à son état d'origine. C_9 se recharge alors, etc.

IC_7 est donc monté en multivibrateur. Le signal prélevé sur la source du transistor FET Q_1 modifie le courant de charge de C_9 et modifie donc la tonalité émise.

Q_2 est monté en émetteur suiveur afin d'attaquer le petit haut-parleur en basse impédance et de ne pas « charger » le multivibrateur.

Notons qu'afin d'éviter des problèmes insolubles de « motor boating » (oscillation à très basse fréquence) dus à la résistance interne des piles employées, nous avons utilisé une pile séparée pour alimenter l'amplificateur basse fréquence Q_2.

Le transistor Q_3 est encore un émetteur suiveur, dont le rôle est de créer une « masse fictive » située approximativement au milieu de la tension de la batterie.

De cette façon, il est possible de n'employer qu'un interrupteur à 2 circuits, l'un

coupant B_2-B_3 en série (S3A) l'autre coupant B_1 (S3B). D'autre part, on élimine ainsi les problèmes de dérive des amplis en courant continu dus à des usures dissymétriques de B_2 et B_3 si la masse était simplement prélevée sur leur point milieu.

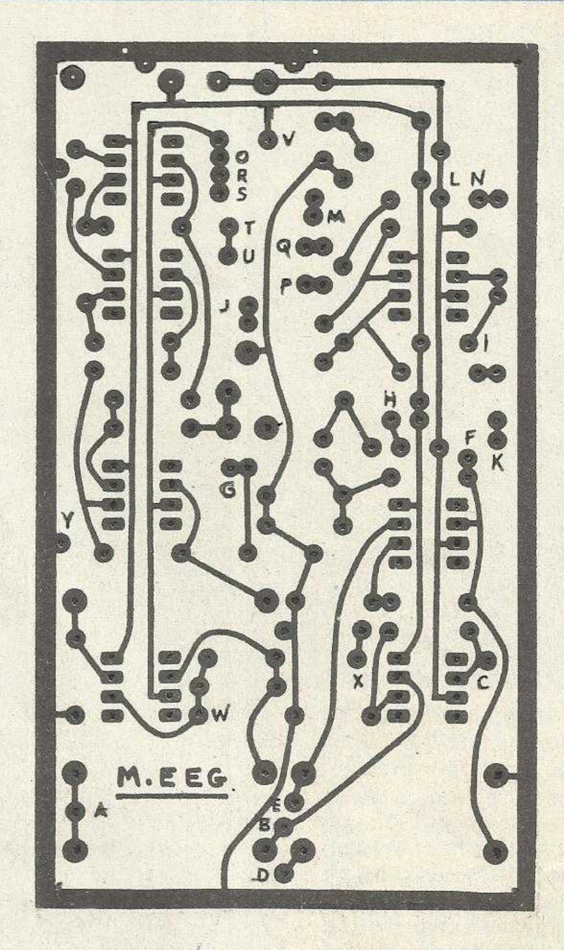


Figure 5

c) Réalisation

La **figure 5** donne le dessin du circuit imprimé **à l'échelle 1** qui pourra être réalisé par toutes les méthodes qui vous sont familières.

La **figure 6** donne l'implantation des composants.

Le câblage est simple. Il faudra simplement prendre garde de ne pas inverser les circuits intégrés (attention au repère sur le boîtier), de bien positionner les transistors et les diodes.

Les lettres portées sur les sorties **figure 6** correspondent à celles indiquées sur le schéma de principe.

Les résistances R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_{19}, R_{20}, R_{21}, R_{22}, R_{23}, R_{24} sont câblées directement sur le commutateur. R_{44} et R_{45} sont câblées entre le circuit et la prise électrodes du panneau avant. Le module imprimé pourra être monté dans un quelconque boîtier métallique. Chacun personnalisera sa réalisation en fonction de ses goûts et de ses possibilités.

Les photographies donnent une idée de la réalisation expérimentale de l'auteur.

Sur le panneau avant, nous trouvons :
— le connecteur du câble allant aux électrodes ;
— la grille du haut-parleur ;
— l'interrupteur arrêt-marche ;
— l'inverseur direct/intégral ;
— le réglage de gain ;
— le réglage de seuil ;
— le réglage de volume basse fréquence.

Une prise a été ajoutée sur le panneau arrière afin de « sortir » les signaux prélevés en 6 de IC_4 ou 6 de IC_6 pour une autre réalisation.

d) Les électrodes

Les électrodes employées devraient être des électrodes au chlorure d'argent. Nous nous contenterons dans notre application d'amateur d'électrodes en acier inoxydable ou en argent (avec une préférence pour l'argent) découpées dans du feuillard d'une dizaine de millimètres de large et de quelques dixièmes de millimètres d'épaisseur et soudées à l'extrémité des conducteurs d'un câble blindé 2 conducteurs **(voir figures 7a et 7b** et **figure 8)**.

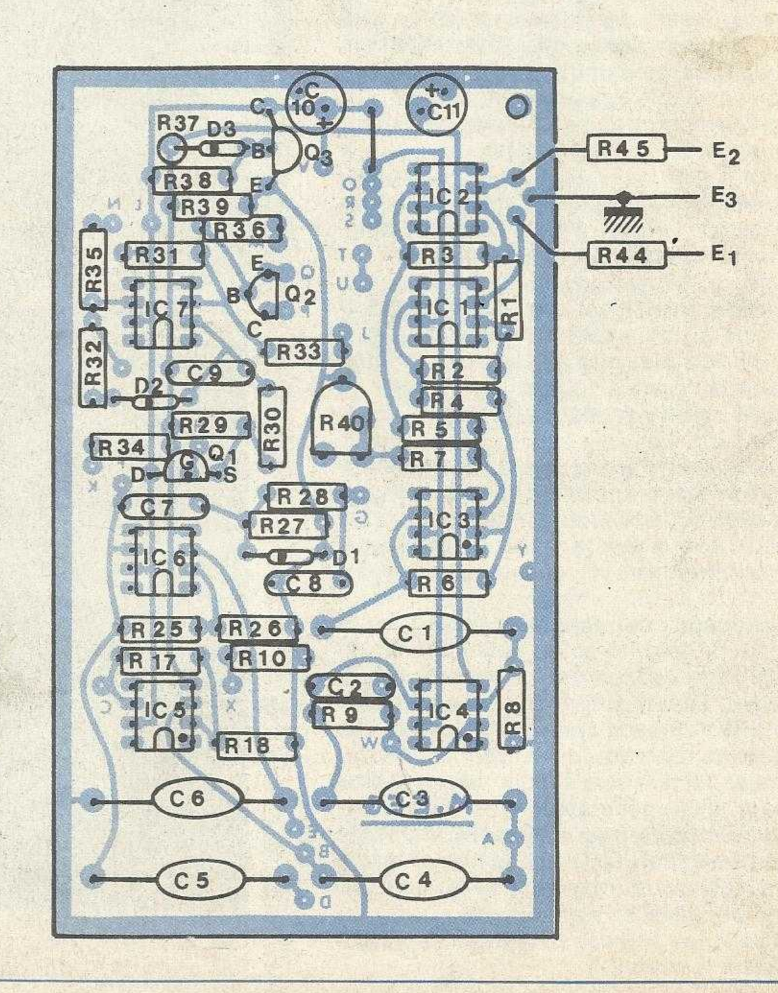


Figure 6

Elles sont au nombre de 3 :
— une électrode pour la masse (E_3) ;
— deux électrodes de mesure (E_1 et E_2).

Elles seront recouvertes, avant application (voir la partie utilisation) d'un peu de crème pour électrode. Cette crème est en fait un gel salé conducteur de l'électricité. En son absence, vous pourrez employer certaines crèmes de beauté dites hydratantes qui font très bien l'affaire. A vous d'essayer...

e) Mise en service - réglages

On équipera tout d'abord l'appareil de piles neuves. Une vérification attentive du câblage des divers éléments s'impose. Après mise en route, on réglera le bouton « seuil » (R_{42}) à la limite de l'apparition d'un son dans le haut-parleur.

On placera ensuite le commutateur de bande passante sur la position 3,9-7,9 Hz et l'inverseur S_2 sur la position « direct ».

On posera alors, en interposant du gel pour électrode entre l'électrode et la peau, l'électrode de masse sur le mollet droit en la fixant par exemple à l'aide d'un bracelet en caoutchouc sur une zone dépourvue de poils (ce détail a son importance...!).

En maintenant fermement chacune des deux autres électrodes préalablement enduites de gel conducteur dans chaque main, on doit entendre nettement un « bip » synchrone de chaque battement cardiaque.

En effet, l'appareil prélève alors, grâce aux électrodes, votre électrocardiogramme, l'amplifie et actionne le haut-parleur.

Attention, le signal de l'électrocardiogramme a une amplitude d'environ 1 mV, soit dix fois plus que les signaux d'origine cérébrale. Il vous faudra donc régler le bouton « gain » en début de course.

Si vous ne parvenez pas à obtenir votre rythme cardiaque, quelque chose « cloche » (dans votre réalisation bien sûr !...). Il vous faudra revérifier le câblage, le montage des composants, etc.

Cet appareil correctement réalisé fonctionne du premier coup. Seuls une erreur de câblage ou un composant défectueux peuvent causer un mauvais fonctionnement. Bien entendu, si vous possédez des appareils de mesure, la vérification du fonctionnement sera simple : le signal provenant d'un générateur très basse fréquence dont la fréquence sera réglée de façon à s'adapter à la bande passante des filtres de notre moniteur sera appliqué avec le niveau convenable (de l'ordre du millivolt) sur une des entrées, l'autre étant réunie à la masse.

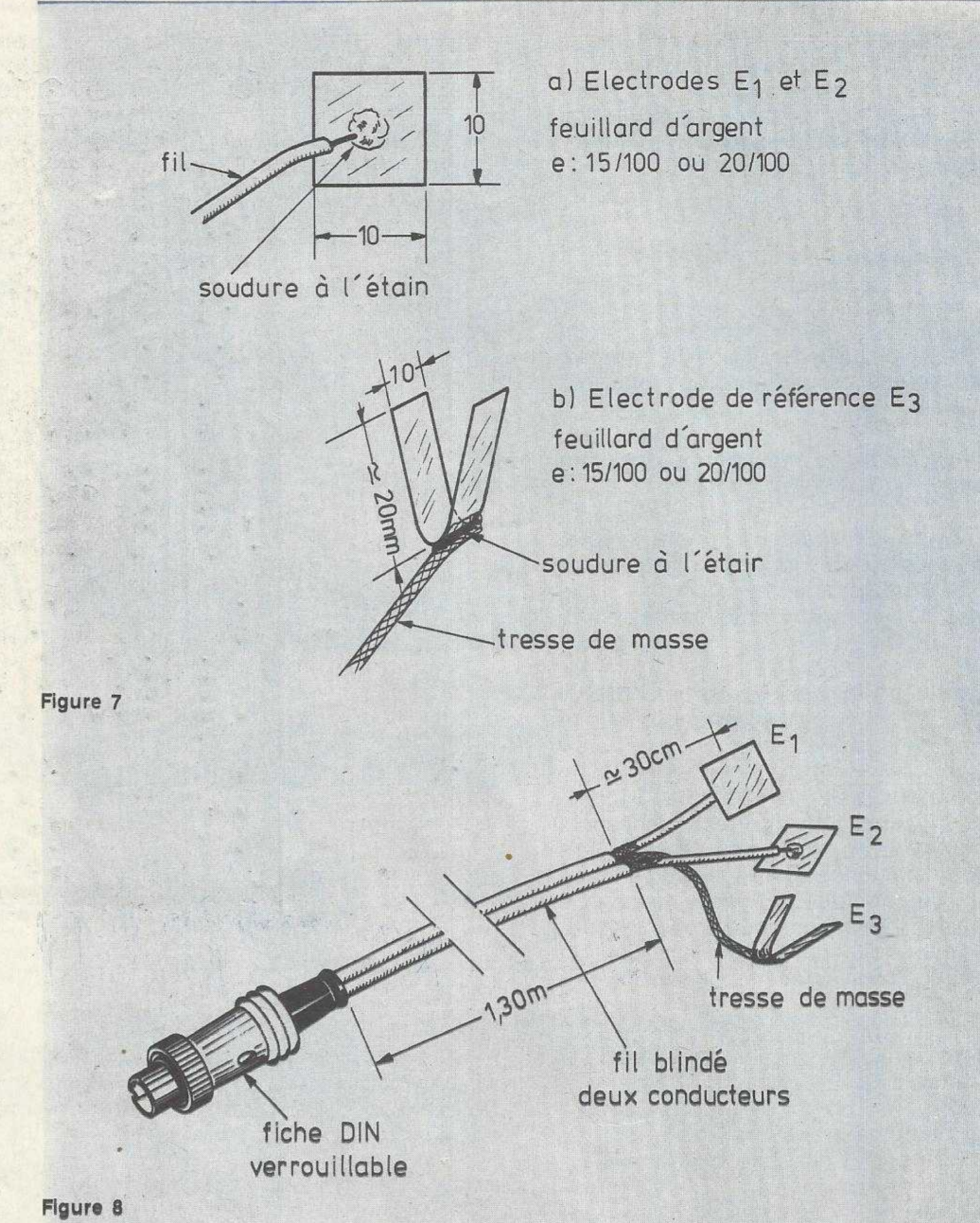
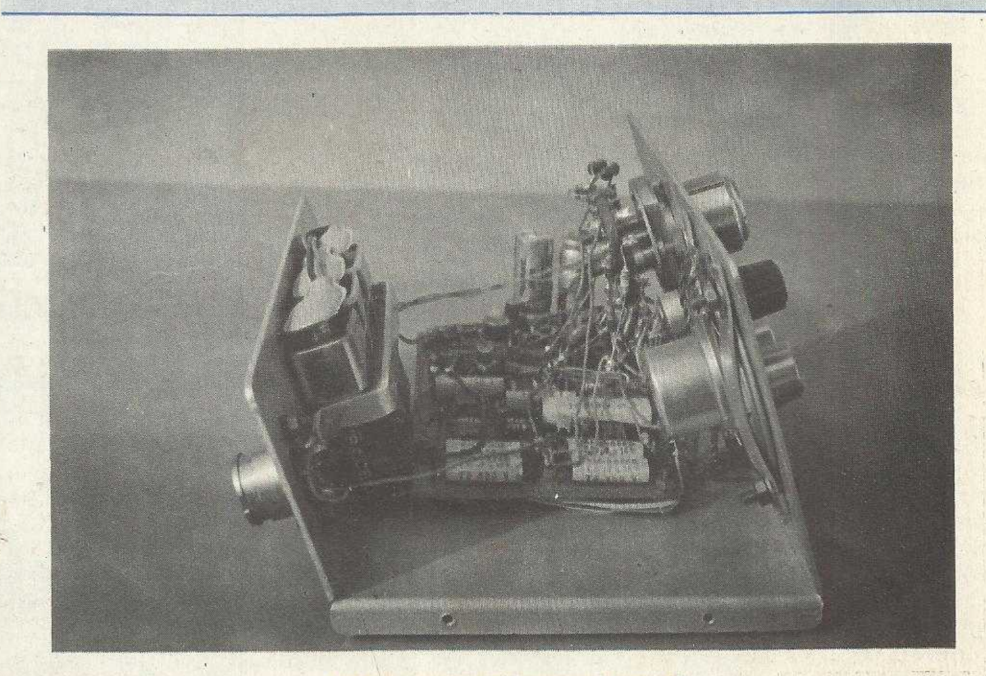


Figure 7

Figure 8



Vue intérieure de l'appareil terminé

L'oscilloscope permettra de suivre le cheminement du signal après chaque étage. Il sera bon de s'assurer également que les sorties des différents amplificateurs opérationnels sont à un potentiel voisin de zéro au point de vue courant continu.

f) Réglage de la symétrie de l'amplificateur différentiel d'entrée

Le potentiomètre R_{40} monté en résistance ajustable a pour but d'ajuster avec précision le gain d'une des entrées de l'amplificateur opérationnel IC_3.

Quand les gains des entrées + et entrées — sont égaux, la réjection de mode commun est maximale. Le meilleur moyen de réaliser ce réglage est d'appliquer, à l'aide d'un générateur calé dans la bande passante utile du moniteur, un signal d'une amplitude de quelques dizaines de millivolts simultanément sur les deux entrées. On branche l'oscilloscope sur la sortie 6 de IC_3 ou si l'on désire un signal plus important sur la sortie 6 de IC_4 et l'on ajuste R_{40} pour obtenir le signal minimum. Si vous ne possédez pas d'oscilloscope ni de générateur, il vous suffira de relier ensemble les deux électrodes, de le mettre à la masse ainsi réunies à travers une résistance de 10 kΩ et de toucher avec le doigt le point commun des deux électrodes. Vous entendrez alors dans le haut-parleur une tonalité « parasitée » par un ronflement à 50 Hz. Il vous suffira alors d'ajuster R_{40} pour obtenir la tonalité la plus pure possible.

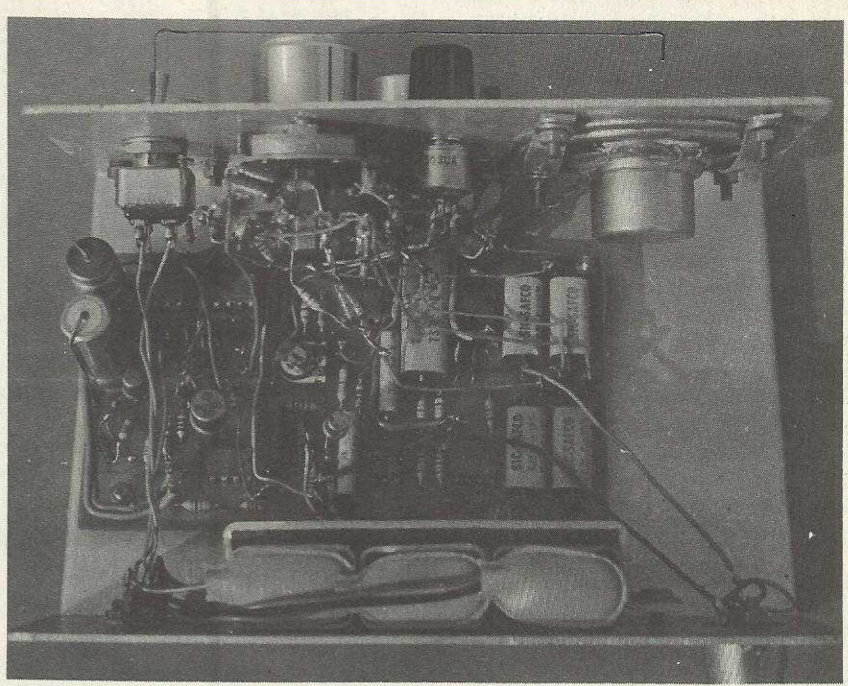
III - Utilisation

Insistons d'abord sur un point : ce petit appareil fonctionne sur batteries afin d'éviter les risques d'électrocutions qui pourraient se produire dans le cas de fuite dans l'alimentation secteur.

Afin de conserver cet avantage, et pour travailler en toute sécurité, nous vous conseillons de ne pas faire fonctionner sur un patient le moniteur s'il est connecté à un quelconque appareil alimenté par le courant alternatif tel que votre oscilloscope, un enregistreur, une alimentation secteur remplaçant les piles, etc.

Pour attaquer par exemple un enregistreur graphique ou un oscilloscope visualisant en permanence le signal, il faudrait utiliser, comme cela se fait dans les laboratoires, des systèmes de couplage optique.

Si votre appareil fonctionne et met en évidence correctement votre rythme cardiaque, vous êtes prêt à faire vos premières armes dans le « bio feed-back ». L'électrode de référence sera copieusement enduite de gel de contact et placée par exemple sur le lobe de l'oreille où elle sera maintenue avec un ruban adhésif.



Une autre vue donnant une idée précise du câblage

Placez autour de la tête, comme un bandeau, une bande de tissu élastique.

Après avoir enduit de gel chaque électrode de mesure, on place la première sous la bande de tissu, juste au-dessus des sourcils (indifféremment à droite ou à gauche), la seconde sera placée diamétralement opposée à la première sur l'arrière de la tête.

Attention : pour cette électrode, il faudra écarter les cheveux et disposer beaucoup de gel de contact. Il faut que l'électrode « flotte » sur une grosse goutte de gel en contact avec la peau.

Avec cette disposition d'électrodes, vous mettrez en évidence ce que l'on appelle le rythme « alpha occipital ». Par la suite, avec l'entraînement, vous pourrez mettre en évidence le rythme frontal en plaçant par exemple les deux électrodes sur le front.

Les électrodes en place, vous vous installez alors confortablement. Après mise en route du moniteur, vous positionnez le commutateur de bande passante sur le rythme alpha (7,9 à 13 Hz), le commutateur de mode sur la position directe, vous baissez le gain au minimum et ajustez le seuil et le volume de façon à obtenir une sonorité agréable, pas trop puissante.

En clignant des yeux, vous devez entendre un « bip ». Vous montez alors doucement le gain. Si les électrodes sont correctement mises en place, on ne doit pas entendre de ronflement parasite. Maintenant, les yeux ouverts et regardant fixement un objet, ajustez ou faites ajuster le gain de façon à obtenir une tonalité pratiquement continue.

A cet instant, comme votre cerveau produit essentiellement des ondes β et que le filtre est sur la position α vous ne devez pratiquement pas entendre le rythme β. Fermez maintenant les yeux. Une modulation rythmée de la tonalité doit apparaître.

N'essayez pas de faire apparaître ce rythme ; laissez-vous aller à la relaxation et écoutez-le simplement apparaître. Les variations que vous entendrez dans la tonalité émise par le moniteur sont l'image du rythme α.

Il vous sera alors possible de remarquer les types de pensée qui inhibent la production d'alpha.

Quand vous serez sûr de mettre en évidence des ondes alpha, basculez S_2 de la position directe à la position intégrale et ajustez le réglage de seuil de façon à ce que les yeux ouverts vous n'entendiez pas de tonalité. Fermez alors les yeux et essayez de faire apparaître le plus souvent possible la tonalité. Il vous sera ensuite possible avec l'entraînement de faire apparaître une tonalité de plus en plus aiguë.

Après une période d'entraînement (10 à 15 minutes par jour pendant environ quinze jours) il se peut que vous ressentiez après chaque utilisation une impression de bien être...

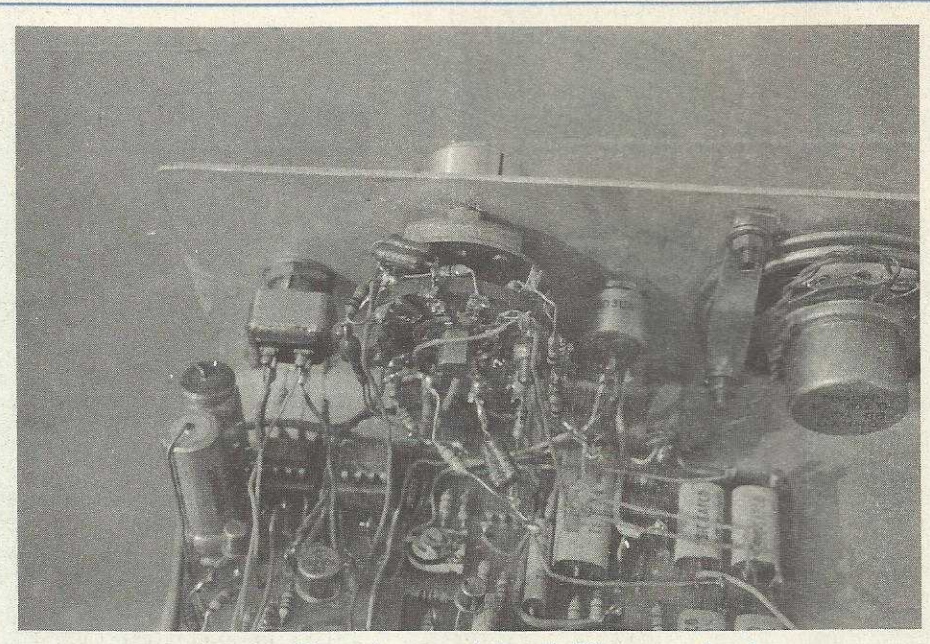
Il vous sera possible bien entendu d'expérimenter avec d'autres rythmes que le rythme alpha. Il suffira pour cela de commuter le moniteur sur le rythme correspondant. Une remarque pour conclure : le « alpha feed-back » a été expérimenté très

sérieusement dans de nombreux laboratoires, ses résultats sont semblables à ceux que procure la méditation propre par exemple au yoga. Il faut cependant remarquer que les effets peuvent être subjectifs, sont de nature subtile, et demandent un certain entraînement. Tout ce que l'auteur de cet article peut prétendre, c'est que l'appareil fonctionne !...

En guise de conclusion, insistons à nouveau sur le fait que cet appareil, lors de son utilisation normale, ne doit pas être relié au secteur, même par l'intermédiaire d'une alimentation régulée remplaçant les piles. C'est une question de sécurité.

Les lecteurs ayant des difficultés à se procurer certains composants peuvent écrire à la rédaction qui essaiera de les renseigner d'une manière satisfaisante.

Réalisation de Daniel Heyden, inspirée d'un article paru dans Popular Electronic de janvier 1973.



Détail du câblage du commutateur de filtres passe-bande

Prix de revient approximatif de cet appareil : 300 F

Nomenclature

B_1, B_2, B_3 : Piles 9 V type F 22 ou type 9 V alcaline MN 1604 mallory.

C_1 : 1 μF polyester ou mylar métallisé.
C_2 : 0,01 μF polyester ou mylar métallisé.
C_3, C_4, C_5, C_6 : 0,22 μF polyester ou mylar métallisé.
C_7, C_8 : 0,1 μF polyester ou mylar métallisé.
C_9 : 1 000 pF polyester ou mylar métallisé.
C_{10}, C_{11} : 100 μF électrochimique 12 V service.

D_1, D_2, D_3 : 1N 4148.

IC_1 - IC_2 : N5556 (Signetics - type exclusif : ne pas substituer).

IC_3 à IC_7 : Amplificateur opérationnel type 741, boîtier minidip.

Q_1 : Transistor à effet de champ 2N 3819.
Q_2 : 2N 2905.
Q_3 : 2N 1711.

R_1, R_{36} : 1 kΩ.
R_2, R_3 : 47 kΩ.
R_4, R_6 : 3,9 kΩ.
R_7 : 3,3 kΩ
R_8, R_{12}, R_{15}, R_{19}, R_{22}, R_{23} : 100 kΩ
R_9, R_{31}, R_{42}, R_{43}, R_{44}, R_{45} : 470 kΩ.
R_{10}, R_{39} : 4,7 kΩ.
R_{11}, R_{16} : 220 kΩ.
R_{13}, R_{14}, R_{20}, R_{23} : 68 kΩ.
R_{17}, R_{25} : 56 kΩ.
R_{18}, R_{21}, R_{24}, R_{26}, R_{29} : 39 kΩ.
R_{27} : 1 MΩ.
R_{28} : 4,7 MΩ.
R_{30} : 1,5 MΩ.
R_{32}, R_{37}, R_{38} : 22 kΩ.
R_{34}, R_{35} : 10 kΩ.

R_{40} : Potentiomètre ajustable Cermet 1 kΩ (VA05 H Ohmic).
R_{41} : Potentiomètre miniature 100 kΩ, 61 H Dralowid.
R_{42} : Potentiomètre miniature 50 kΩ, 61 H Dralowid.
R_{43} : Potentiomètre miniature 10 kΩ, 61 H Dralowid.

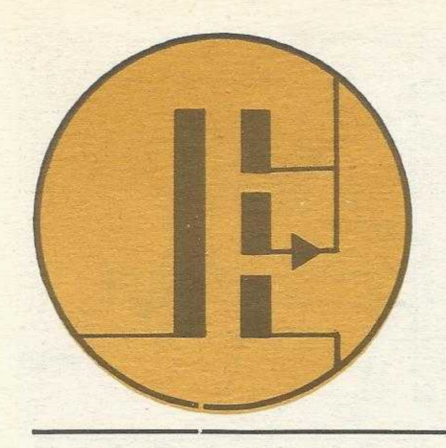
S_1 (A.B.C.D.) : Commutateur rotatif 4 circuits, 3 positions - Jeanrenaud.
S_2 : Inverseur à bascule 1 circuit 2 positions, APR.
S_3 : Interrupteur à bascule 2 circuits, APR.

H.P. : Haut-parleur miniature, impédance 8 Ω.

Divers :

1,50 m : Câble blindé 2 conducteurs.
1 : Coffret métallique (Teko, Tolkit, S.E.E.M., etc.).
3 : Clips de connexion pour les piles 9 V.
4 : Boutons pour les organes de commande du panneau avant.
1 : Socle DIN 3 broches.
1 : Fiche DIN 3 broches verrouillables.

Feuillard pour les électrodes.
Visserie, matériel de câblage, etc.



les circuits C. MOS

1 article théorique + 1 article pratique

Théorie : utilisation des C. MOS dans les circuits logiques et analogiques

Si la famille « TTL » de circuits logiques est de loin la plus répandue dans les équipements industriels et surtout dans les réalisations d'amateur, il ne faut pas la considérer comme la solution idéale à la plupart des problèmes rencontrés.

Notre but est de présenter ici une famille logique plus récente offrant des possibilités très intéressantes pour un prix de revient inférieur à celui de la classique TTL : la CMOS, ou MOS complémentaire, que pratiquement tous les fabricants de circuits intégrés ont maintenant incorporés à leur catalogue.

I. Caractéristiques générales de la famille CMOS

Comme son nom l'indique, la famille logique CMOS utilise des transistors MOS (Métal Oxide Semiconductor) complémentaires, c'est-à-dire du type à canal P et à canal N. Ces transistors sont basés sur un principe voisin de celui des transistors à effet de champ (FET) à ceci près que la grille des MOS est complètement isolée du reste du dispositif, ce qui a pour conséquence une impédance d'entrée très élevée, et essentiellement capacitive (de l'ordre de $10^{12}\,\Omega$ soit **un million de MΩ**, en parallèle avec 5 pF). D'autre part, les transistors utilisés sont généralement du type à enrichissement, et non à appauvrissement comme les FET courants (genre 2N3819), mais ceci est un détail pour ce qui nous occupe. La **figure 1** montre la structure de la porte CMOS la plus simple (l'inverseur), et la **figure 2** la solution technologique adoptée par les fabricants.

L'utilisation de transistors MOS laisse supposer que la consommation de tels circuits est faible, et c'est bien ce que l'on constate en pratique. L'appellation commerciale « COS MOS » provient d'ailleurs du fait que cette faible consommation est précieuse en aérospatiale. De plus, la tension d'alimentation n'a aucun besoin d'être maintenue dans d'étroites limites, comme le 5 V de la TTL, mais peut varier largement entre 3 et 15 V, ce qui élimine bien des problèmes. Ces circuits sont extrêmement bien adaptés à la réalisation d'équipements autonomes fonctionnant sur piles ou batteries de très faible capacité, pendant de longues durées.

II. Utilisation de la famille CMOS en électronique digitale :

Considérons le simple inverseur de la **figure 1** : si nous relions l'entrée E à la masse, le MOS inférieur est bloqué, le MOS supérieur est conducteur, donc la sortie S est au potentiel Vcc (parfois

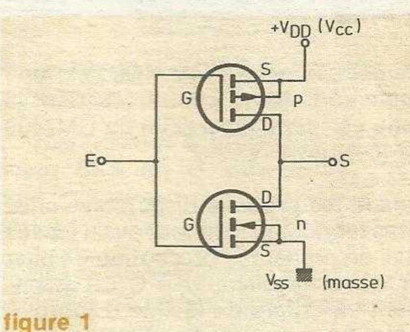


figure 1

Structure d'un inverseur CMOS.

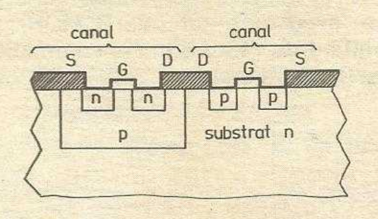


figure 2

Réalisation technologique d'un inverseur CMOS.

appelé V_{DD}). Connectons maintenant l'entrée à + Vcc : le MOS supérieur est bloqué, et le MOS inférieur est saturé, ce qui a pour effet de porter la sortie au potentiel de la masse (parfois appelé Vss).

On remarquera à cette occasion que les niveaux logiques haut et bas sont respectivement + Vcc et O V, car les transistors MOS ne présentent pas de tension de déchet (le Vce sat des transistors bipolaires), ce qui les fait ressembler de très près à des interrupteurs parfaits.

Partant de ce principe de fonctionnement, on expliquerait de même le fonctionnement de la porte NAND à 2 entrées de la **figure 3.**

Un avantage important de la famille CMOS est que le comportement des circuits est très voisin de celui des TTL, mis à part l'ordre de grandeur des courants mis en œuvre, et que l'étude des circuits peut s'effectuer exactement avec les mêmes méthodes de travail. On notera cependant que si, en TTL, on pouvait se permettre de laisser des entrées inutilisées « en l'air » pour leur appliquer en permanence un « 1 » logique, ceci n'est pas tolérable en CMOS, car la forte impédance d'entrée ouvre toute grande la porte (sans jeux de mots) à tous les parasites extérieurs. Il faut relier les entrées inutilisées à la masse ou ou + Vcc par une résistance, selon que l'on désire leur appliquer un « O » ou un « 1 » logique, ou encore les relier à l'entrée voisine, ce qui équivaut à les supprimer.

C'est dans cet esprit de similitude avec ma TTL que National Semiconductor a sorti la famille « 74 C » dont les produits sont équivalents fonction pour fonction et broche pour broche avec leurs cousins de la famille « 74 » TTL.

Par exemple, le circuit MM74C00 est une quadruple porte Nand à 2 entrées, dont le brochage est identique à celui du DM7400 ou SN7400N en TTL.

Cependant, les produits disponibles chez les autres fabricants sont tout aussi faciles d'emploi, en prenant la précaution de bien repérer le brochage employé. C'est essentiellement un critère de facilité d'approvisionnement qui guidera le choix final.

Nous conclurons donc ce paragraphe en affirmant que la quasi totalité des montages créés pour être réalisés avec des circuits TTL peuvent être repris sans problème avec des circuits CMOS, ceci permettant de réduire la consommation à une valeur minimale.

figure 3

Structure d'une porte NAND à deux entrées en CMOS.

figure 4

Caractéristiques de transfert d'une porte inverseuse CMOS.

figure 5

Montage d'une porte inverseuse CMOS en amplificateur (régime linéaire autour de VCC/2).

figure 6

Allure des courbes de réponse que l'on peut attendre d'un montage amplificateur utilisant une porte inverseuse CMOS en régime linéaire.

figure 7

Réalisation d'un monostable au moyen de deux portes NOR à deux entrées en CMOS.

III. Utilisation des circuits CMOS en circuits linéaires :

Bien que les circuits intégrés CMOS soient conçus pour des applications digitales, il existe une possibilité de les utiliser avec profit dans certains montages linéaires. En effet, la structure complémentaire des portes rappelle beaucoup les étages complémentaires ou quasi-complémentaires rencontrés dans les montages amplificateurs à transistors bipolaires.

La **figure 4** représente, pour différentes tensions d'alimentation Vcc, la courbe de transfert entrée/sortie d'une porte inverseuse CMOS. On peut remarquer que, pour une tension Vcc ne dépassant pas 5 à 6 V, il existe une région linéaire à assez forte pente, autour du point Vc = Vs = Vcc/2. Par conséquent, si l'on relie au moyen d'une résistance appropriée l'entrée et la sortie du montage pour réaliser cette condition Vc = Vs, on se placera en un point où la porte est prête à travailler en amplificateur **(figure 5).** On notera cependant que la présence sur les entrées de diodes de protection impose une limitation de la tension d'entrée à un maximum de 0,5 V crête-crête. On réservera donc ces montages aux applications « petits signaux ».

La **figure 6** permet de constater qu'il est possible de réaliser des gains assez confortables tout en conservant une

bande passante étendue, en agissant sur R_1 et R_2 de la figure 5.

Ces possibilités d'utilisation des circuits, CMOS en amplificateurs sont reprises sous un angle pratique dans l'article suivant traitant de la réalisation d'une boîte de mixage simple, performante, et économique.

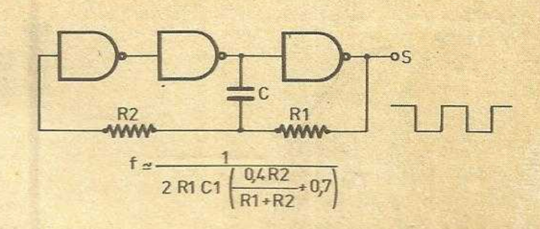
En effet, les boîtiers actuellement disponibles permettent de réaliser jusqu'à 6 amplificateurs au moyen d'un seul « hex inverter » très courant, ou jusqu'à 4 amplificateurs avec une quadruple porte NAND à 2 entrées.

IV. Réalisation de montages semi-linéaires en CMOS

Il était déjà courant d'associer des circuits TTL à des réseaux RC pour réaliser des circuits tels des monostables ou des multivibrateurs divers. A l'extrême limite, on pourrait envisager de réaliser, comme ci-dessus des amplificateurs à gain très réduit (5 à 10) au moyen d'une porte TTL. Cependant, un frein considérable à de telles expériences est constitué par la faible impédance d'entrée de ces portes.

Un monostable d'une durée de une seconde est déjà difficilement réalisable avec une capacité de valeur raisonnable.

Par contre, le montage de la **figure 7** accepte des résistances très élevées, donc permet d'obtenir des constantes de temps (1,4 RC) appréciables.



$$f \simeq \frac{1}{2\,R1\,C1\left(\frac{0{,}4R2}{R1+R2}+0{,}7\right)}$$

figure 8

Réalisation d'un multivibrateur astable à trois portes inverseuses quelconques en CMOS.

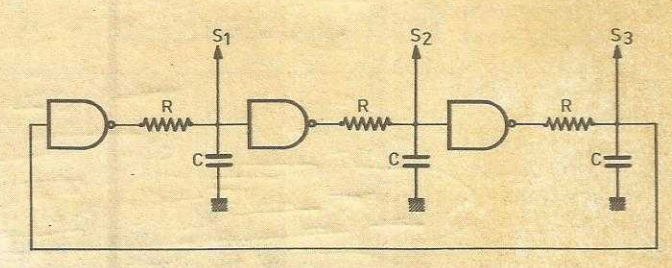


figure 9

Réalisation d'un oscillateur quasi-sinusoïdal triphasé avec trois portes inverseuses CMOS. S_1 S_2 et S_3, déphasées de 120°/ sont des sorties à haute impédance. Pour une fréquence d'environ 50 Hz, les résistances R auront pour valeur 1 MΩ et les condensateurs C 1 µF.

La **figure 8** donne le schéma d'un oscillateur à signaux rectangulaires symétriques pouvant servir d'horloge pour de nombreuses réalisations.

Enfin, la **figure 9** représente un oscillateur quasi-sinusoïdal du type à déphasage, mais dont l'ampli a été scindé en trois blocs, réalisés chacun au moyen d'une porte CMOS, répartis entre les trois cellules RC de déphasage. Ce montage, délivrant trois tensions déphasés de 120°, peut servir de base à la réalisation d'un générateur de courant triphasé alimenté en courant continu (piles ou batteries). L'application principale en est l'alimentation des petits moteurs sans collecteur rencontrés sur certains types de platines de magnétophone. Il faut prendre soin de prélever la tension aux bornes des condensateurs par des montages à très haute impédance d'entrée (par exemple des amplis en CMOS) pour éviter de déformer le signal : une impédance de 50 à 100 MΩ conviendrait fort bien.

V. Conclusions :

Nous espérons avoir démontré la grande souplesse d'emploi de la famille des circuits CMOS dans les domaines les plus divers. Il a été dit que ces composants étaient particulièrement fragiles, et passaient de vie à trépas sans raison apparente, parfois à cause de la simple proximité d'une chemise en nylon. Nous nous sommes livrés à des essais très sévères qui visaient à détruire par tous les moyens « réguliers » une porte NAND à 2 entrées HBF 4011 AE de SGS ATES.

Le fait que nous ayons été contraint de baisser les armes démontre clairement que les protections disposées par le constructeur sur les entrées de ses circuits sont efficaces, et que la fragilité de ces composants n'est pas pire que celle des circuits TTL classiques. Il n'est toutefois pas interdit de suivre les conseils du fabricant, donc de relier la panne du fer à souder à la terre, et de conserver les circuits dans leur emballage d'origine.

Bibliographie :

Notices National Semiconductor
Catalogue SGS ATES.

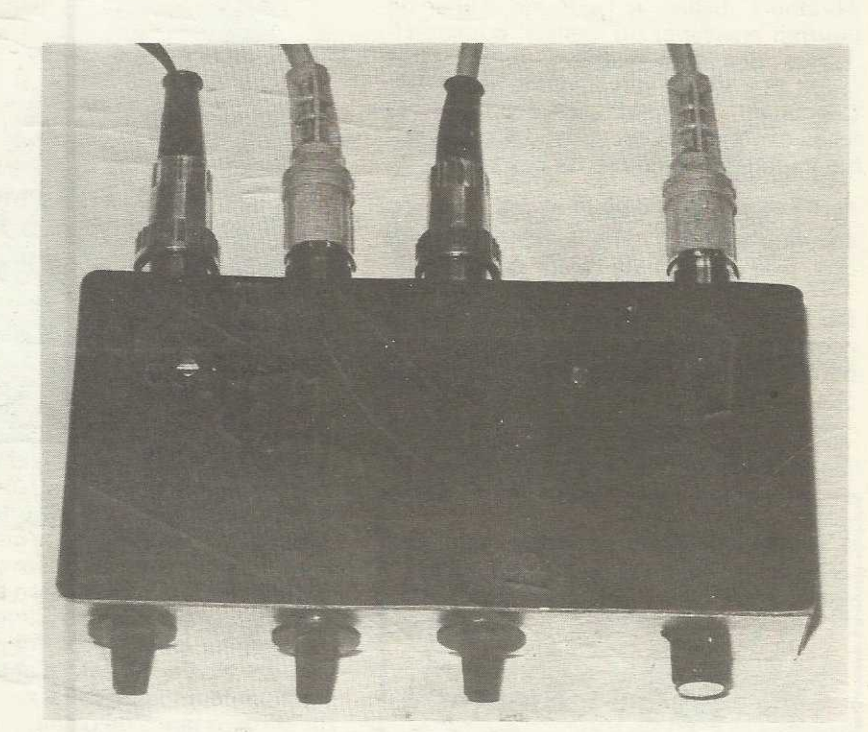
Patrick GUEULLE



les circuits C. MOS

1 article théorique + 1 article pratique

pratique : réalisation d'une boîte de mixage à circuits C. MOS



Dans le précédent article, nous avons montré qu'il était possible de réaliser des amplificateurs performants et très peu coûteux en appliquant une contre-réaction convenable à une porte logique inverseuse du type CMOS.

Les pages qui suivent ont pour but d'illustrer ces considérations un peu théoriques par une application pratique aboutissant à la réalisation complète d'une boîte de mixage à trois entrées universelles (c'est-à-dire acceptant sur une même prise DIN toutes les sources de modulation s'étendant du micro dynamique au magnétophone muni d'une sortie ligne, à l'exception toutefois des cellules magnétiques de tourne-disques, qui doivent être munies d'un correcteur RIAA en supplément). L'avantage majeur de cet appareil, outre la grande simplicité du schéma, est la très faible consommation (inférieure à 400 μA) ce qui permet, avec des piles 1,5 V usagées en provenance d'une lampe de poche, d'un poste à transistors ou d'un flash électronique, de s'assurer encore plusieurs heures de fonctionnement continu sans problème.

Le schéma de principe

Il est donné à la **figure 1.**

On peut voir que la boîte de mixage est bâtie autour d'un quadruple circuit NAND à deux entrées (HBF4011AE de SGS Ates) dont les entrées sont court-circuitées deux à deux afin de se ramener à quatre inverseurs simples. Trois de ceux-ci sont munis d'une résistance de 1 MΩ qui fixe leur point de fonctionnement à +2,25 V puisque l'alimentation s'effectue sous 4,5 V. Cette tension de 4,5 V, facile à obtenir au moyen de trois éléments 1,5 V type «crayon», est celle qui assure la meilleure linéarité au montage, tout en garantissant une excursion suffisante de la tension de sortie. Ces trois amplificateurs équipent chacun l'une des trois entrées de la boîte. L'entrée «bas niveau» (broche 1 de la prise DIN) attaque directement un potentiomètre de 10 kΩ, dont le curseur est en liaison capacitive avec l'entrée de la porte. L'entrée «haut niveau» (broche 3 de la prise DIN) est munie d'un diviseur de tension formé par une résistance de 1,5 MΩ et par le potentiomètre. Quant à la broche 2 de la prise DIN, elle est bien sûr reliée à la masse, comme le veut la normalisation courante.

Les sorties des trois préamplificateurs d'entrée attaquent l'ampli mélangeur proprement dit, équipé de trois résistances de 100 kΩ effectuant le mixage des trois signaux élémentaires sur l'entrée de la quatrième porte, munie d'une résistance de 470 kΩ pouvant éventuellement être shuntée par une capacité de 220 pF.

Ce système constitue un filtre passe-bas destiné à lutter contre l'effet Larsen dans le cas où la boîte serait utilisée pour une sonorisation de salle à l'aide d'un ou plusieurs micros. La liaison à la sortie haut niveau (broche 3 de la prise DIN) s'effectue par un condensateur chimique de 10 µF, et une résistance de 1,5 MΩ connectée entre les broches 3 et 1 permet de brancher à la broche 1 une entrée d'ampli prévue pour un bas niveau sans risque de saturation.

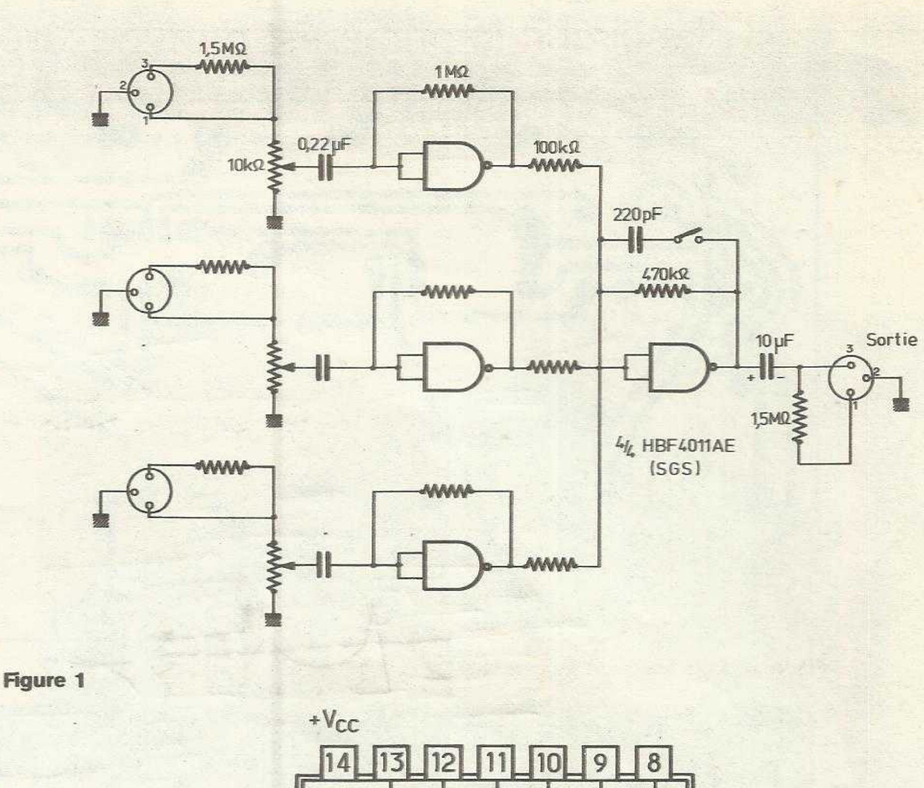


Figure 1

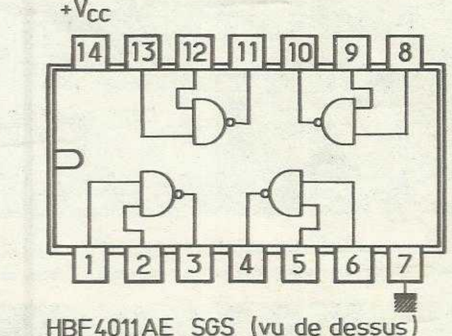
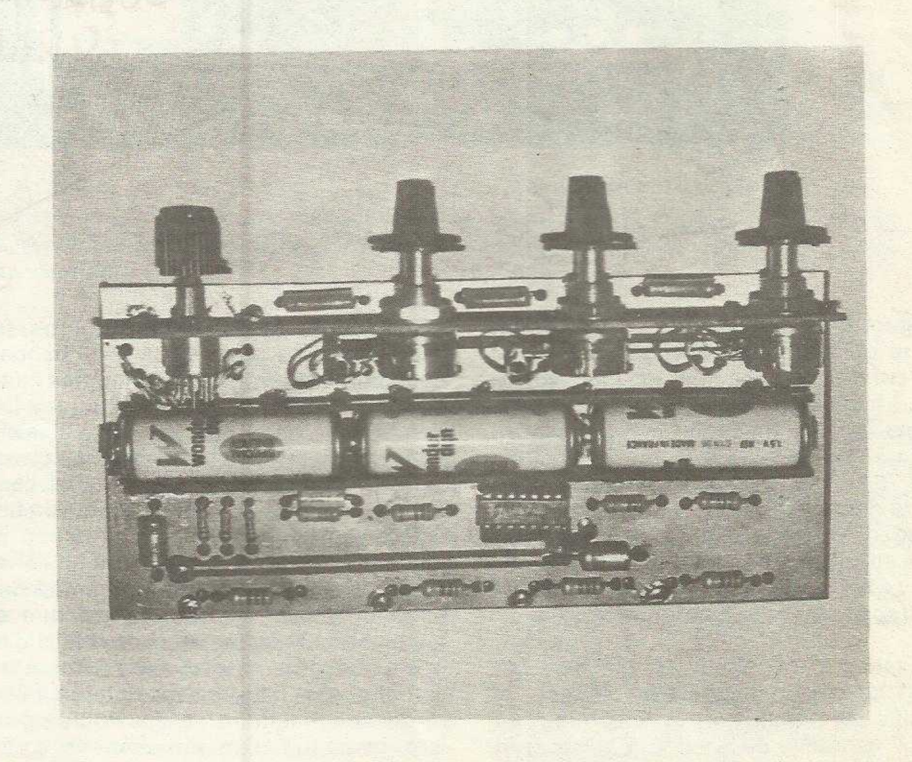



Figure 2

Réalisation pratique

La grande simplicité du schéma a conduit à la réalisation d'un montage miniaturisé, sans toutefois diminuer par trop la maniabilité des boutons de commande. Cette boîte aura sa place dans les accessoires d'un magnétophone portatif à cassettes ou à bobines.



Le circuit imprimé double face après câblage. On remarque la disposition des piles.

Le circuit imprimé est du type «double face»

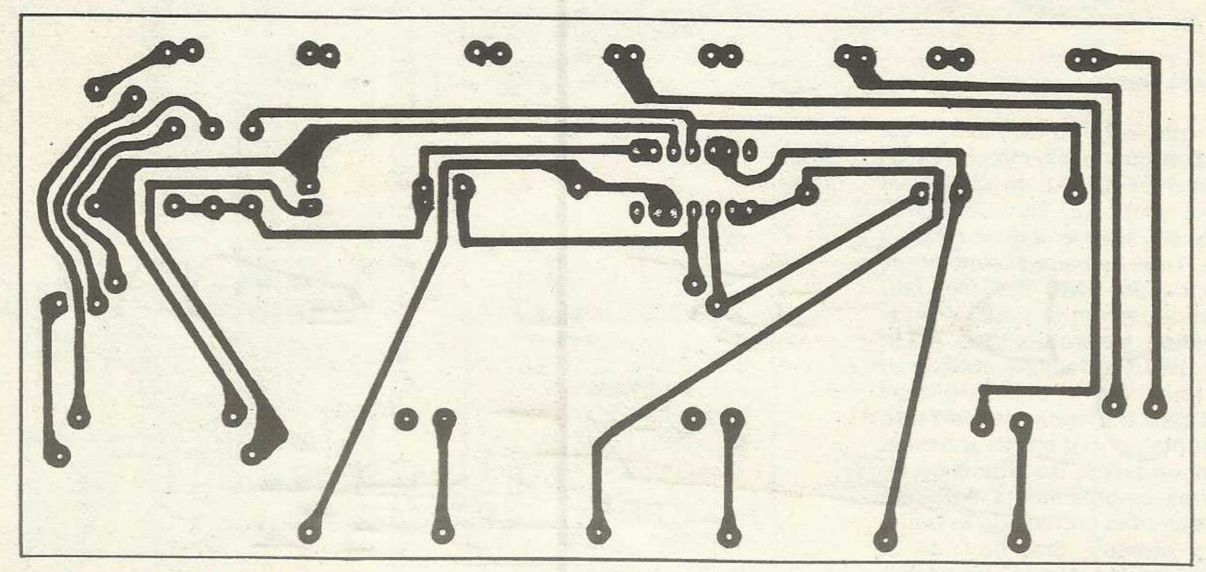


Figure 3 : Côté soudures «classique»

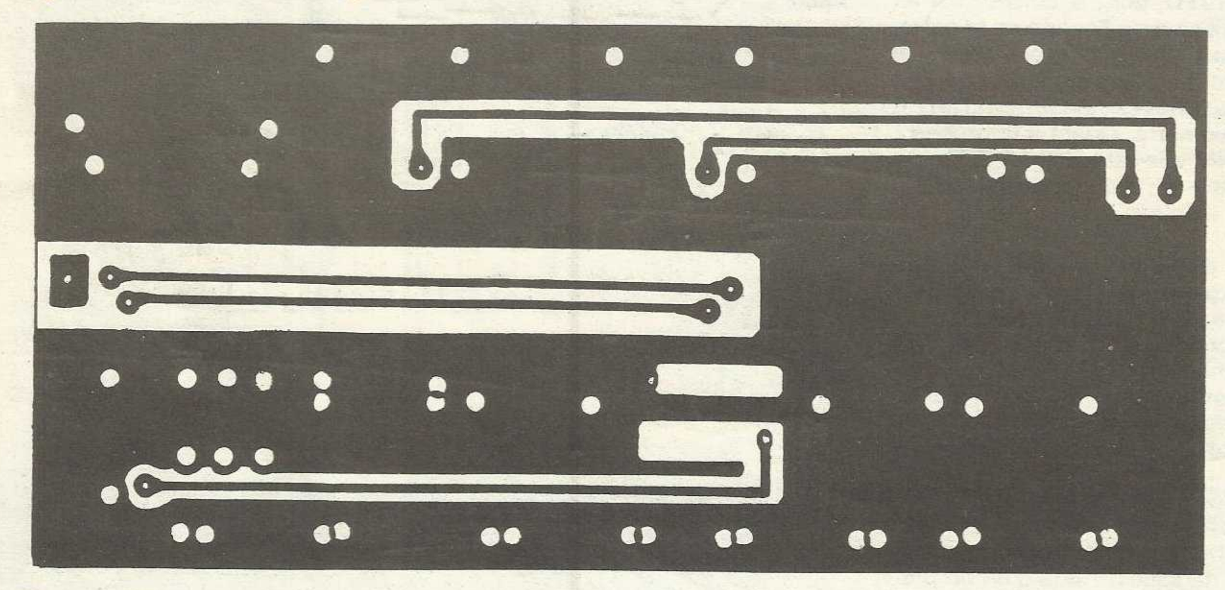


Figure 4 : Côté composants

La **figure 2** donne le brochage du circuit intégré utilisé, et on remarquera qu'il est différent de celui des circuits TTL équivalents. Le câblage s'effectue selon les indications de la **figure 5**, sur un circuit imprimé **double face** de dimensions 155 × 75 mm dont les **figures 3 et 4** donnent le dessin exact. On n'oubliera pas de ménager toutes les connexions nécessaires entre les deux faces en soudant des deux côtés les queues de composants et les straps repérés sur la **figure 5**.

L'utilisation d'un circuit double face fait bénéficier d'un blindage très efficace, et simplifie la réalisation mécanique : en effet, il est facile de souder, à angle droit avec le circuit, des bandes de copper-clad de 10 à 15 mm de large servant à construire le logement des piles (à munir de deux contacts découpés dans une lamelle de pile plate 4,5 V) et le panneau de fixation des trois potentiomètres miniatures. Une place y est prévue pour la fixation soit de deux interrupteurs, soit d'un petit commutateur à trois positions et deux circuits commandant la marche et l'arrêt ainsi que la mise en et hors service du filtre anti-larsen.

Le circuit imprimé câblé sera monté dans un petit boîtier en tôle d'aluminium sur lequel seront vissées les prises DIN d'entrée et de sortie. Des trous de Ø 7 mm laisseront passer les axes des potentiomètres et du commutateur. Le couvercle pourra être constitué d'un morceau de circuit imprimé découpé aux dimensions convenables et vissé sur deux entretoises servant d'écrous de fixation au circuit imprimé. On veillera à isoler le circuit imprimé du fond de la boîte par une feuille de carton.

Utilisations

Les faibles dimensions et l'alimentation autonome de longue durée de cet appareil autorisent de nombreuses applications : les trois entrées universelles se révèlent suffisantes pour tous les mixages courants, qu'il s'agisse de la sonorisation d'un montage photo ou cinéma, de la sonorisation d'une salle, ou d'un enregistrement à plusieurs micros judicieusement disposés et équilibrés.

1 2 3 E1 — 1 2 3 E2 — 1 2 3 E3 — 1 2 3 S

1,5MΩ 1,5MΩ 1,5MΩ 1,5MΩ

HBF 4011AE

1MΩ 1MΩ 1MΩ 470kΩ 220pF 10kΩ 10kΩ 10kΩ 1µF

EMPLACEMENT DES PILES (3 × 1,5 V)

COPPER CLAD

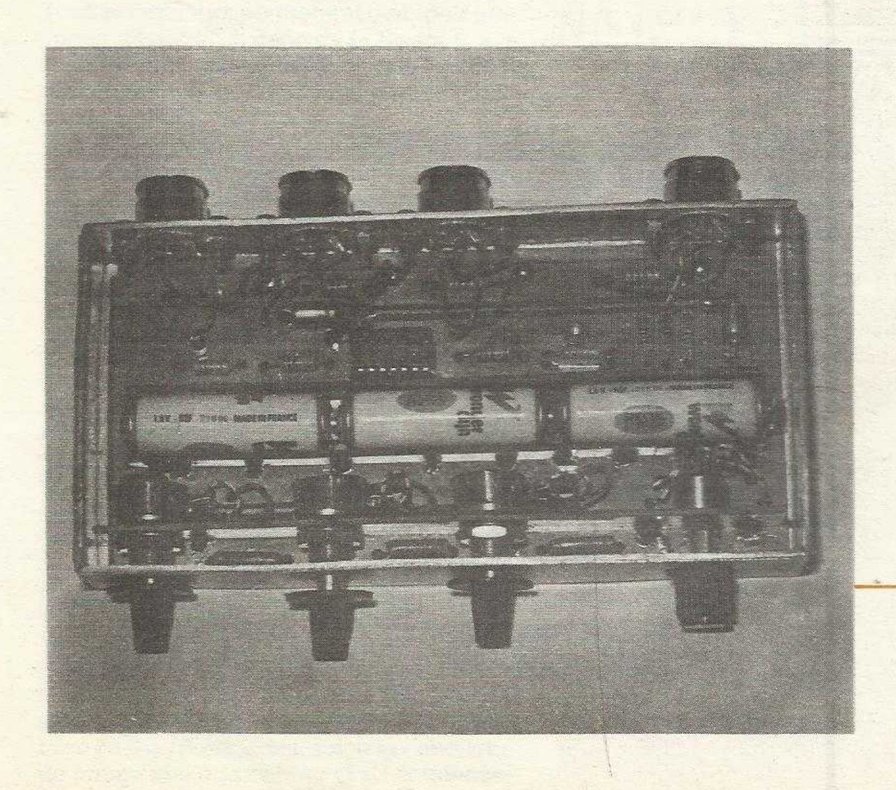
FILTRE M/A

10 kΩ 10 kΩ 10 kΩ

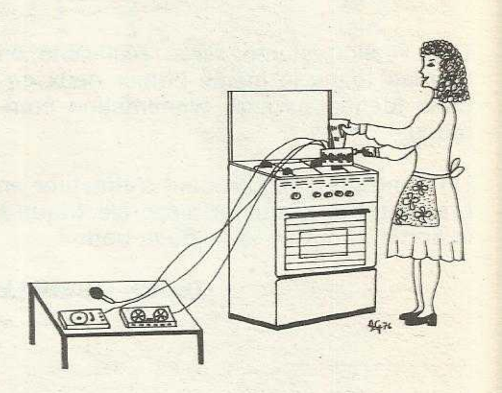
0,22µF 0,22µF 0,22µF

x = TRAVERSÉE DE CIRCUIT
(FIL SOUDE SUR LES 2 FACES)

3 2 1



La boîte de mixage achevée, couvercle enlevé.



Ce type de « mixer » est à déconseiller fortement en basse fréquence.

25 165 25
25
80
25
tôle alu. 15/10
82
Copper-clad
167

Figure 6 : réalisation du boîtier (tôle alu pliée à angle droit recouverte d'aluminium ou de plastique adhésif.

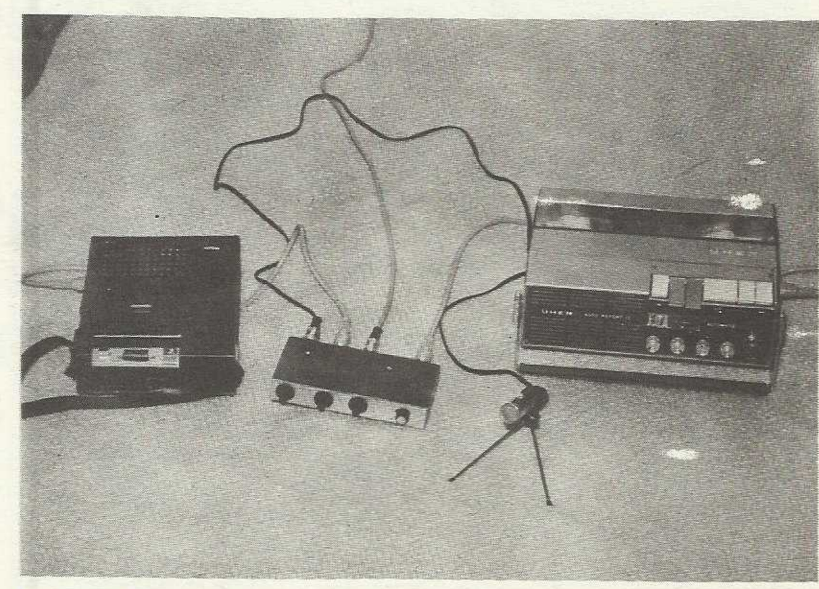
Une version stéréo serait réalisable en montant dans le même boîtier deux circuits identiques avec alimentation commune.

Un contrôle d'écoute peut s'effectuer en branchant un écouteur piézo-électrique à la sortie « haut niveau » de la boîte.

Patrick GUEULLE

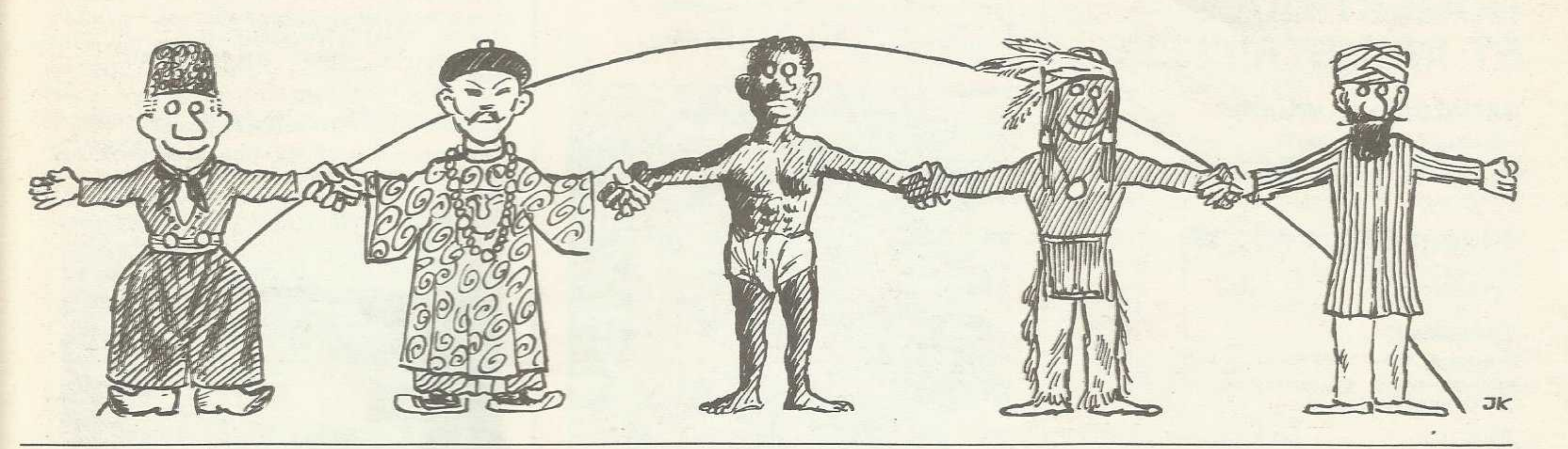
Nomenclature

— 1 circuit intégré HBF 4011 AE (SGS-Ates) ou équivalent
— 3 potentiomètres miniatures 10 kΩ
— 4 prises DIN à 45°
— 1 commutateur (voir texte)
— 3 condensateurs 0,22 µF mylar
— 1 condensateur 220 pF céram.
— 1 condensateur 10 µF/20 V chimique
— 4 résistances 1,5 MΩ
— 3 résistances 1 MΩ
— 1 résistance 470 kΩ
— 3 résistances 100 kΩ
(résistances : 0,25 W)



Une séance de sonorisation improvisée faisant appel uniquement à du matériel portatif dont l'alimentation est autonome.

si tous les gars du monde...



CQ CONTEST

Dans de précédents numéros de cette revue, nous avions fait un tour quasi général de ce que pouvaient être les activités rencontrées dans le domaine de l'émission d'amateur, et de ce qu'on pouvait en attendre. Aujourd'hui, nous examinerons dans le détail l'une de ces activités qui se développe de mois en mois, et d'année en année, du fait même du considérable accroissement du nombre d'amateurs-émetteurs, aussi bien en France que dans le monde entier. Il s'agit des concours, championnats, derbys, challenges, regroupés sous le vocable anglais « contest ». Il en existe pratiquement en permanence, sur toutes les bandes amateurs, ils sont organisés soit par les associations nationales, soit internationales, comme l'I.A.R.U. (International Amateur Radio Union). Chaque contest a un réglement différent, mais en général se résume au fait qu'il s'agit de contacter le plus grand nombre de stations possible, dans une durée limitée (la plupart du temps fixée à 24 heures).

Ces concours sont divisés en catégories. Par exemple, catégorie C.W. (télégraphie) ou tous les QSO doivent avoir lieu grâce au manipulateur. Ou encore sur des bandes bien définies, comme les V.H.F. et U.H.F. (au-dessus de 144 MHz). Il existe des contests où les Etats-Unis combattent (le plus amicalement du monde !) contre l'Europe. Certains concours sont répartis sur toute l'année.

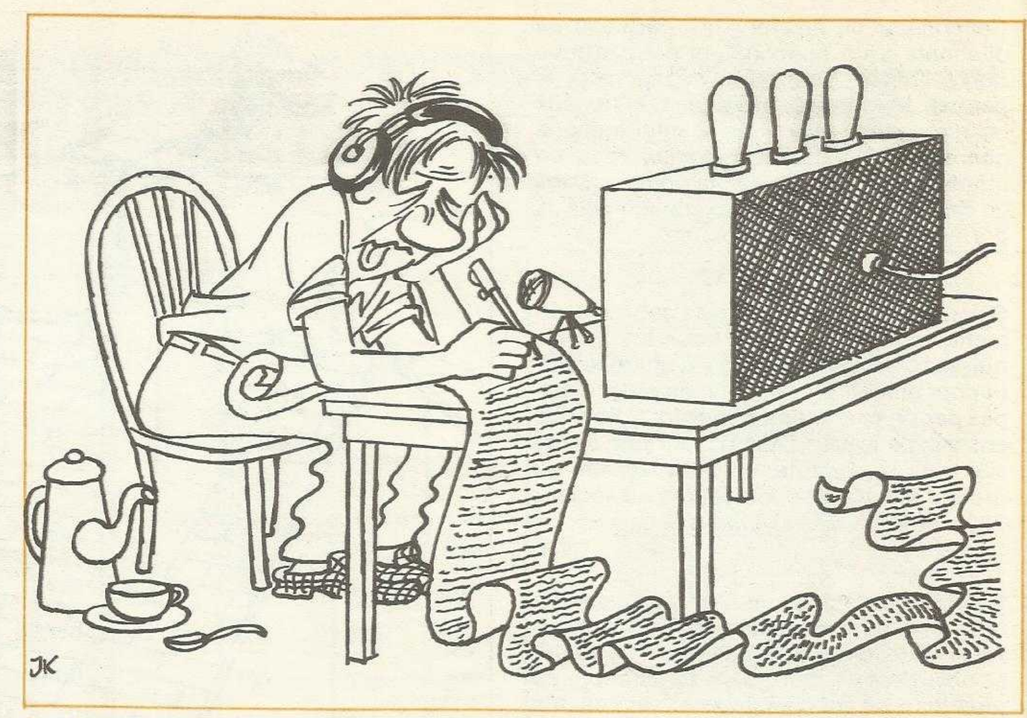
C'est le cas, en France par exemple, pour le challenge THF, où le classement est établi par trimestre, puis classement général en fin d'année : les résultats récompensent les plus assidus au trafic.

Parfois, ce sont, nous l'avons dit, les sociétés de tel ou tel pays, qui organisent leur concours annuel. A chaque fois, le règlement est diffusé, ou l'on prend connaissance des particularités du concours en question. Il faut savoir que les gagnants de ces contests, bien souvent acharnés, se dépensent pour la « beauté du geste ». En effet, il n'y a rien à gagner si ce n'est le plaisir d'arriver le premier, et de mettre en valeur les résultats d'une ville, d'une région, d'un pays. Parfois, un diplôme ou une petite coupe symbolique viennent récompenser les lauréats, qui sont fiers d'installer leur trophée dans leur « schack » (station radio). Mais, comme dans tout jeu, il n'y a qu'un gagnant, et l'essentiel, comme disait le baron Pierre de Coubertin, n'est pas de gagner mais de participer.

Il y a quelques années, les OM participaient aux contests depuis leurs QRA, en solitaire. Mais ils s'aperçurent rapidement que cela était épuisant de passer vingt-quatre heures au micro ou au « manip ». Ils s'organisèrent alors en équipes, et prirent le « tour de garde », se relayant à la station. Naturellement, un seul et même indicatif est alors utilisé, la station étant déclarée « multiopérateurs ». Ainsi la fatigue devint moins importante (proportionnellement au nombre de participants), et les résultats n'en devinrent que meilleurs. Il est vrai qu'en VHF, il y a quelques années encore, le nombre des opérateurs était beaucoup plus limité qu'à l'heure actuelle. En 24 heures, on arrivait difficilement à contacter plus de cent stations, et seulement 4 ou 5 dans la nuit, ce qui était assez démoralisant, et il fallait attendre les « matinaux » vers 6 ou 7 heures du matin, pour pouvoir faire quelques QSO. A présent, sur la bande des deux mètres, il n'est pas rare d'entendre des stations terminer à plus de 350 liaisons. Certains OM allemands, particulièrement bien placés géographiquement, voisinent les 500 QSO. Il est vrai que la densité des radio-amateurs au kilomètre carré est beaucoup plus importante chez nos amis d'Outre-Rhin. Et puis, pourquoi le cacher, il semblerait que ce genre de sport soit encore plus apprécié là-bas que chez nous !

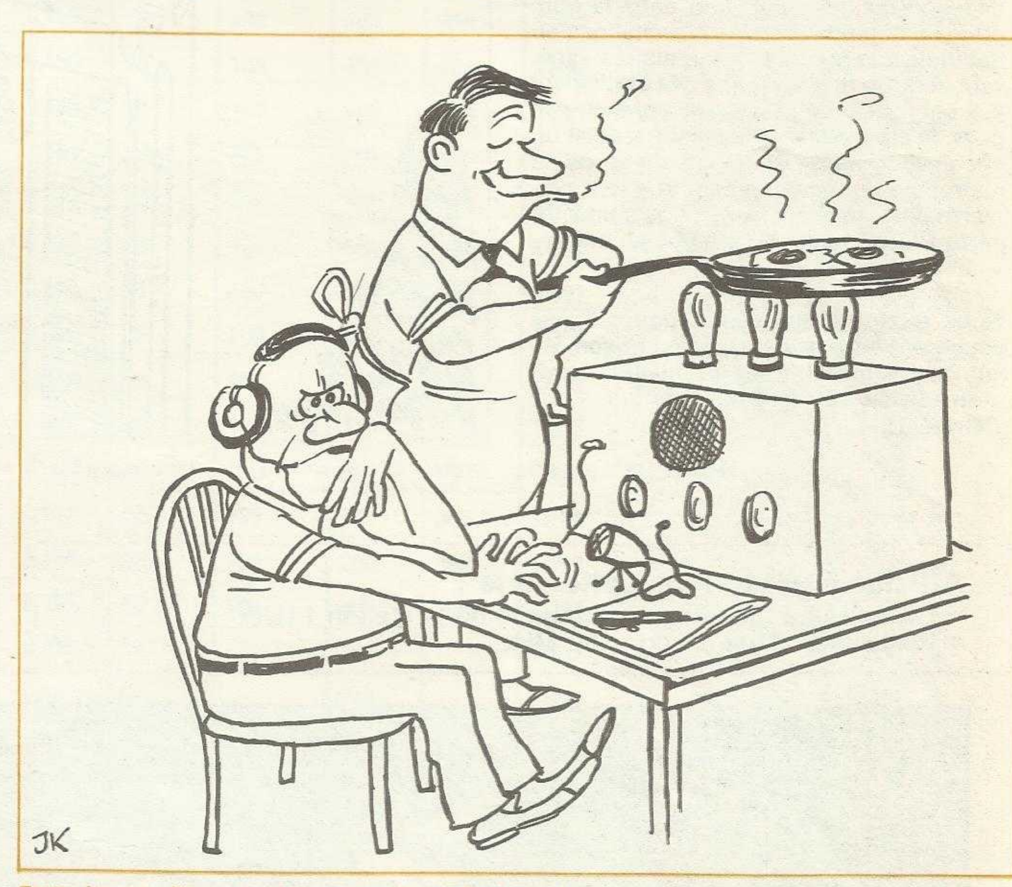
Le trafic contest sur les bandes décamétriques est encore plus « vertigineux » car, évidemment, le nombre de participants atteint parfois plusieurs dizaines de milliers ! On arrive, avec, il est vrai, un peu d'expérience, a réaliser un QSO, et plus, à la minute. Naturellement il est uniquement transmis l'essentiel, c'est-à-dire l'indicatif, le report, éventuellement un numéro de

système dit «vox» (déclenchement automatique de l'émetteur par le simple fait de parler dans le micro-plume) a grandement amélioré la vitesse et le confort de la transmission. En C.W., on utilise, chez les opérateurs confirmés, une méthode qui consiste à lire le message de son correspondant entre les blancs de sa propre manipulation !


Pour limiter la fatigue, mieux vaut travailler en équipe.

Sur les bandes décamétriques, on mettra à profit les prévisions de propagation, de façon à réaliser le meilleur trafic possible, et l'on choisira ses bandes de fréquences en fonction de ces prévisions et des heures de trafic. On se souviendra que les liaisons sur 80 mètres sont excellentes la nuit, et que c'est aux environs de 8 heures et de 20 heures qu'il est possible, en France, de capter les antipodes, sur 20 mètres. Sur cette bande, les jours de grands contests internationaux, il y a tellement de stations actives, qu'il est parfois difficile de s'y trouver une place !

Les buts des contests sont multiples. Ils permettent tout d'abord de stimuler l'activité sur les bandes amateurs, et d'entretenir un esprit de «compétition», où chacun fait ce qu'il peut, compte-tenu de ses moyens pratiques, son aptitude à ce trafic un peu particulier, et sa résistance physique. On profite également des contests pour juger de l'efficacité du matériel utilisé, des modifications apportées au récepteur, aux aériens, etc., et d'en tirer les conclusions qui s'imposent. Le travail en groupe est plein d'intérêt, et la formation d'équipes bien «soudées», avec un minimum d'expérience et de méthode, est bien souvent payante. On utilise les compétences de chacun. Tel OM apportera son récepteur, qu'il a «fignolé» avec amour. Tel autre, spécialiste des antennes, apportera son meilleur soin à la confection et à l'installation de celles-ci. Tel autre enfin, plus à l'aise devant une casserole qu'un microphone, s'occupera des problèmes de l'intendances !


Toutes les compétences sont mises à profit lors d'un contest.

Sur VHF, il est des OM, passionnés de 432 MHz ou 1 296 MHz qui auront à cœur de démontrer les étonnantes possibilités de trafic sur ces bandes moins utilisées, pendant que d'autres, «mordus» du micro, lanceront durant des heures des CQ (appel général) répétés. Tel S.W.L. enfin n'ayant, si l'on peut dire, pas droit à la parole, excellera dans la tenue du cahier de trafic ou le calcul des distances sur la célèbre carte «QRA locator».

Lors des contests VHF/UHF certains groupes d'OM se divisent. L'un travaille sur 144 MHz, un autre s'occupe du 432 MHz, un autre enfin, spécialiste des fréquences encore plus hautes «triture» le 1296 MHz. Nous l'avons dit, le trafic VHF est difficile lorsque l'on ne dispose pas d'un bon dégagement. Aussi, les jours de contest, les points hauts de France et de Navarre sont pris d'assaut par les différents concurrents. Les conditions de travail sont très diverses, selon le trafic que l'on désire effectuer. Certains OM trafiquent avec quelques watts à transistors, pour voir le rendement des émetteurs à faible puissance. Disons que la moyenne utilisée est située entre 20 et 50 W, et le trafic s'effectue de nos jours pratiquement à 100 % en SSB, dont la portée, à puissance égale, est nettement supérieure à celle de modulation d'amplitude. En ce qui concerne les antennes, la préférence semble aller aux multi-éléments (genre 9 ou 16 éléments de Tonna), dont le gain est appréciable.

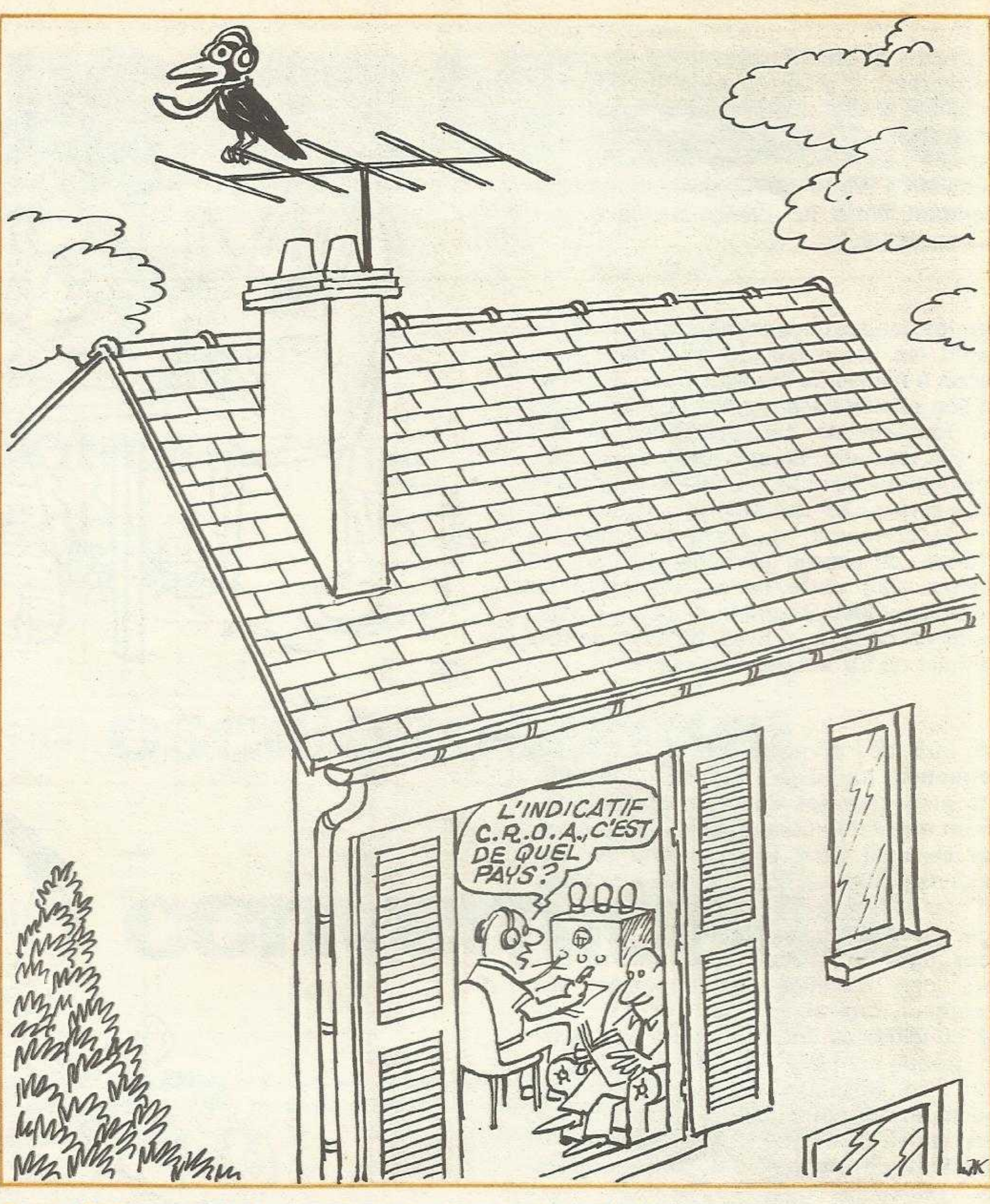
Cependant, un amateur qui participe en dilettante à un concours, et pendant une durée limitée, peut, si le dégagement le permet, effectuer de très bons QSO locaux et régionaux, avec une petite antenne genre HB9CV, halo, big-wheel, voire un quart d'onde installé sur la voiture. Dans ce cas, sauf propagation exceptionnelle, la portée est relativement réduite.

Selon l'équipement utilisé, la source d'alimentation est variable : pour les petites puissances, une batterie bien chargée suffit pour alimenter les quelques watts dissipés par un émetteur à transistors. Pour les ensembles à tubes nécessitant une intensité plus importante, on aura recours au groupe électrogène, ou encore au secteur 220 V si la chose est possible.

Il est curieux de constater, ne serait-ce qu'à cinq ou dix minutes du « coup d'envoi », un silence quasi-général : la bande semble déserte. Puis, d'un seul coup, une multitude de stations apparaît, et l'on n'a que l'embarras du choix. La bande se dépeuple petit à petit, tard dans la nuit, puis, on entend à nouveau les stations en début de matinée, les « retardataires » arrivant vers 14-16 h. Certains OM participent aux contests pour essayer de contacter, le pays, la contrée rare, l'indicatif spécial ou encore un nouveau département de la métropole qui manque encore à leur palmarès, et grande est leur joie de contacter parfois la station si longtemps attendue.

Nous espérons que ces quelques lignes vous permettront de venir nous rejoindre sur l'air, et que nous aurons bientôt l'occasion de vous entendre lancer « CQ CONTEST ».

J. RANCHET F1UO



Certains QSO permettent de contacter des indicatifs peu ordinaires dont la distance « à vol d'oiseau » peut être importante.

Articles à venir dans cette série :

- Organisation du schack - exemple de la station F1UO
- Réalisation d'une station 432 MHz.

banc de diagnostic électronique et de réglages pour moteurs d'automobile :



un contrôleur oscilloscopique d'allumage conventionnel

Après avoir décrit un analyseur de gaz d'échappement permettant la vérification du réglage correct de la carburation d'un moteur à explosions, nous allons exposer ici une méthode de vérification systématique du système d'allumage, qui est responsable de la majeure partie des pannes ou des défauts de fonctionnement des moteurs d'automobiles.

Nous remarquerons dès maintenant que ce procédé est applicable aux systèmes d'allumage classiques, et que les systèmes d'allumage électroniques devront être éliminés pour la durée des essais.

Le principe de la méthode consiste à visualiser sur écran cathodique la courbe de variation en fonction du temps de la tension issue du secondaire de la bobine d'allumage, courbe dont l'analyse détaillée renseigne efficacement sur l'état de tous les composants du circuit d'allumage. Ces opérations peuvent être menées à l'aide d'un oscilloscope ordinaire muni d'une sonde THT que nous décrivons plus loin, mais il semble plus pratique d'utiliser un écran de télévision, capable de visualiser de très petits détails qui passeraient inaperçus sur un écran de dimensions plus modestes. Nous décrirons donc ici les modifications à effectuer sur un ancien téléviseur éventuellement démuni de sa partie réception. Il est toutefois impératif que les deux circuits de balayage fonctionnent correctement (lignes visibles sur l'écran). Cet article se terminera par une analyse détaillée des oscillogrammes susceptibles d'être relevés.

Schémas de principe de l'équipement nécessaire

A. - La sonde THT : figure 1

La tension à visualiser pouvant atteindre dans certains cas 40 kV, une sonde spéciale doit être placée au plus près du point de mesure.

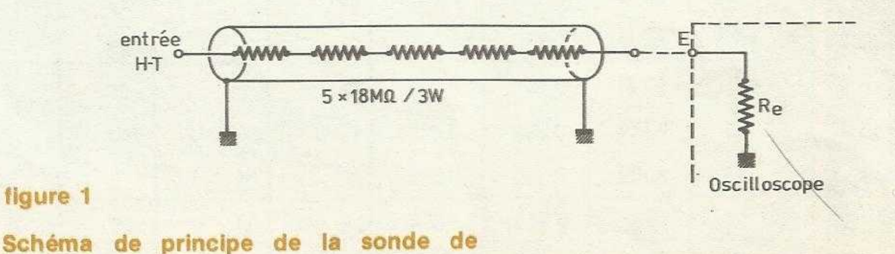


figure 1

Schéma de principe de la sonde de mesure.

Cet accessoire se compose d'une résistance d'environ 100 MΩ, blindée, capable de supporter 50 kV sans amorcer, formant diviseur de tension avec la résistance d'entrée de l'indicateur cathodique. Le modèle qui a servi à nos essais a été construit au moyen de 5 résistances de 18 MΩ/3 W montées en série.

B. - Adaptation du téléviseur : figures 2 et 3

Précisons tout de suite que ces opérations seront effectués sur un appareil « sacrifié » qui ne pourra plus servir désormais à la reproduction d'images TV.

L'idée de base consiste à utiliser les circuits de déviation verticale comme base de temps horizontale, car la fréquence trame d'une image TV correspond tout à fait à la fréquence de balayage nécessaire à l'observation des phénomènes d'allumage, de fréquence assez basse.
Les circuits de déviation verticale de cet oscilloscope seront réalisés séparément **(figure 2)** un moyen de semi-conducteurs. Il s'agit en fait d'un simple générateur de courant piloté par la tension à mesurer. Dans un tube à déviation magnétique, le déplacement du spot est en effet proportionnel au courant parcourant la bobine.

Les circuits base de temps ligne du téléviseur devront être conservés, car ils fournissent la THT nécessaire au tube image.

On tentera de débrancher la bobine de déviation horizontale : si après cette opération le tube ne s'éclaire plus, il faudra retirer le déviateur du col du tube, le loger dans un coin de l'ébénisterie en soignant l'isolement (tensions de 600 V crête et plus) et y rebrancher les fils de déviation horizontale. Un second déviateur de type aussi voisin que possible sera monté sur le tube et relié aux circuits de balayage vertical de façon à ce que la trace ainsi obtenue soit horizontale. On réduira fortement la luminosité afin de ne pas risquer d'endommager le revêtement du tube. Si on peut se permettre de débrancher la bobine de déviation ligne, on conservera le déviateur d'origine en le faisant simplement pivoter de 90° dans le sens des aiguilles d'une montre.

La bobine occasionnant maintenant un déplacement vertical du spot sera reliée au montage de la figure 2 qui sera testé en envoyant sur son entrée des signaux provenant d'un montage oscillateur BF quelconque. On pourra régler l'amplitude de l'oscillogramme en agissant sur la résis-

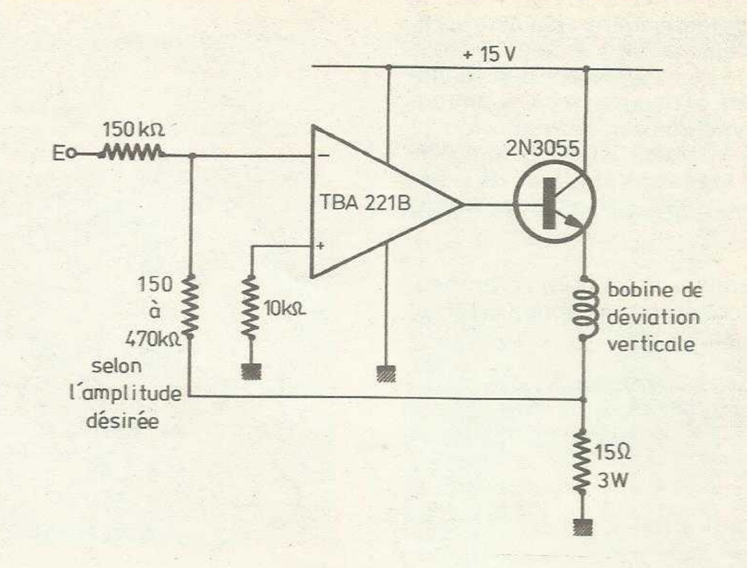


figure 2
Schéma de principe de l'ampli Y.

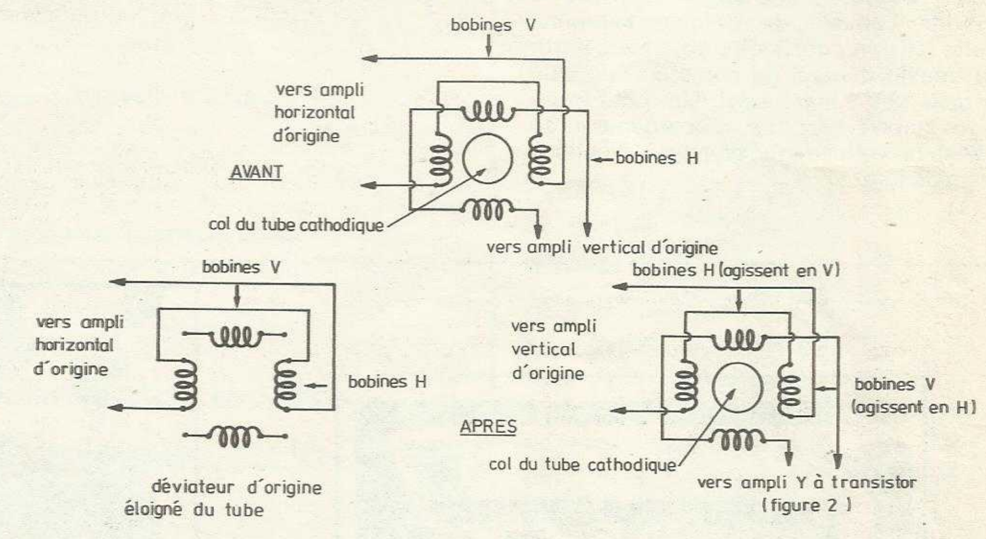
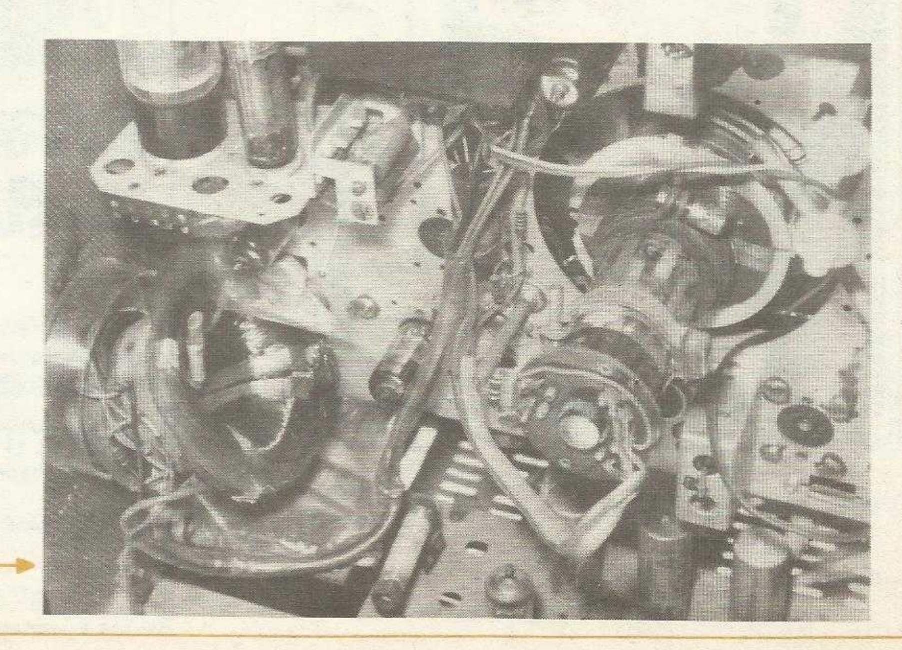


figure 3
Modifications à apporter au téléviseur.



Vue intérieure d'un téléviseur adapté : on remarquera le déviateur d'origine relégué dans un coin de l'ébénisterie, soigneusement isolé de la masse.

tance marquée « 150 à 470 kΩ » sur la figure 2. Le potentiomètre « stabilité verticale » du récepteur fait maintenant office de commande de base de temps et servira à stabiliser les oscillogrammes, sans toutefois les synchroniser, afin d'autoriser leur lent déplacement latéral ce qui permettra, nous le verrons plus loin, de tester successivement les différents cylindres d'un moteur.

Si le fonctionnement est correct, on peut maintenant connecter la sonde THT et commencer les essais.

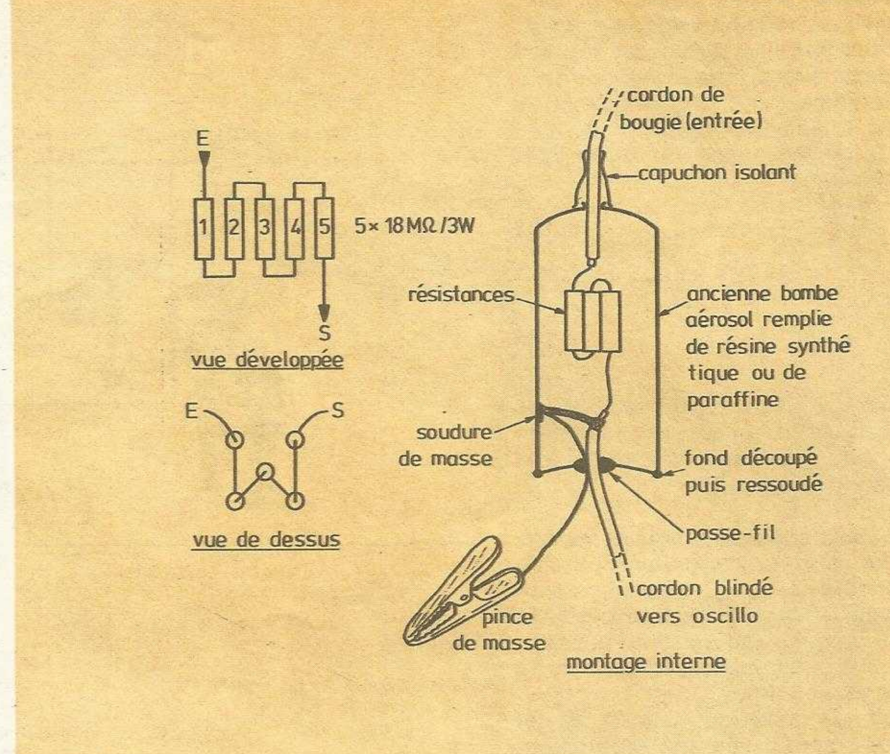


figure 4

Réalisation pratique de la sonde de mesure.

Réalisation pratique

On gravera le circuit imprimé de la **figure 5**, et on le câblera selon la **figure 6**. On le montera dans le téléviseur, après l'avoir raccordé à une source continue de 15 volts capable de débiter 1 ampère. Cette tension pourra être obtenue à partir du transfo général du récepteur, ou d'un transfo 12 V séparé suivi d'un petit montage stabilisateur. Le raccordement au déviateur s'effectuera selon les indications précédentes.

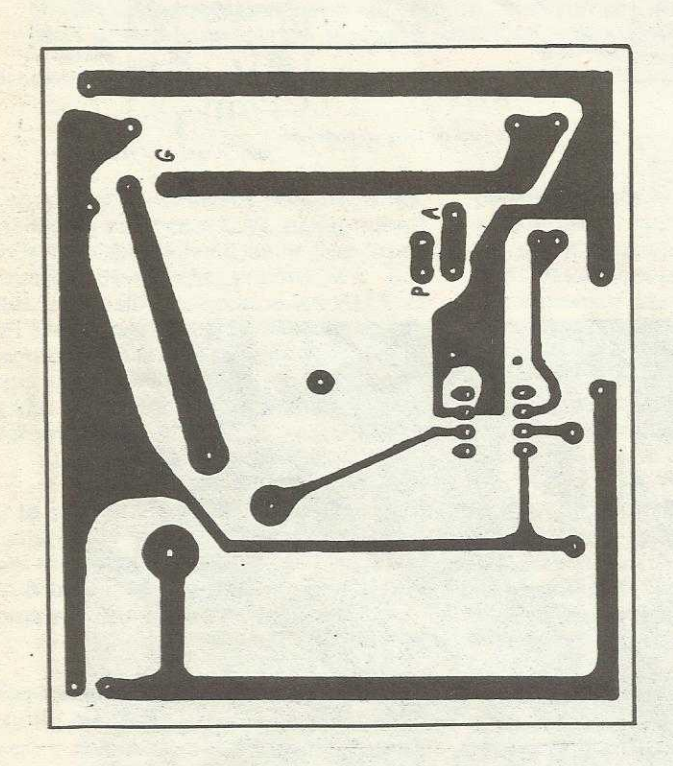


figure 5

Le circuit imprimé vu côté cuivre.

La sonde THT sera réalisée dans une ancienne bombe aérosol de la façon suivante :

1. Vider la bombe de tout résidu de gaz.

2. A l'aide d'une perceuse et d'un foret de Ø3 mm puis 6,5 mm, détruire la base de sortie du produit ; agrandir ce trou jusqu'au diamètre d'un fil de bougie.

3. Au moyen d'un ouvre-boîte, ouvrir le fond de la bombe.

4. Câbler les 5 résistances selon la **figure 4,** souder une extrémité à un fil de bougie de longueur 30 à 50 cm qui sera enfilé dans le trou supérieur.

5. Souder un fil blindé de 3 à 5 m à l'autre extrémité de la résistance et le blindage à la masse de la bombe en même temps qu'un fil souple de section 1,5 mm² de 1 m de long, muni d'une pince crocodile (masse voiture). Passer ces fils dans un passe-fil monté sur le fond de la bombe.

6. Après avoir calé les résistances avec des chutes de verre époxy **non cuivré** ou de plastique loin des parois de la bombe (1 cm au moins), couler une résine synthétique ou de la paraffine jusqu'aux 2/3 de la capacité de la bombe. Le capuchon d'entrée de fil doit empêcher le liquide de s'écouler au dehors.

7. Après la prise complète, ressouder le fond de la bombe à l'aide d'un fer de 25 à 50 W.

8. Relier cette sonde au montage de la figure 2 (fil blindé).

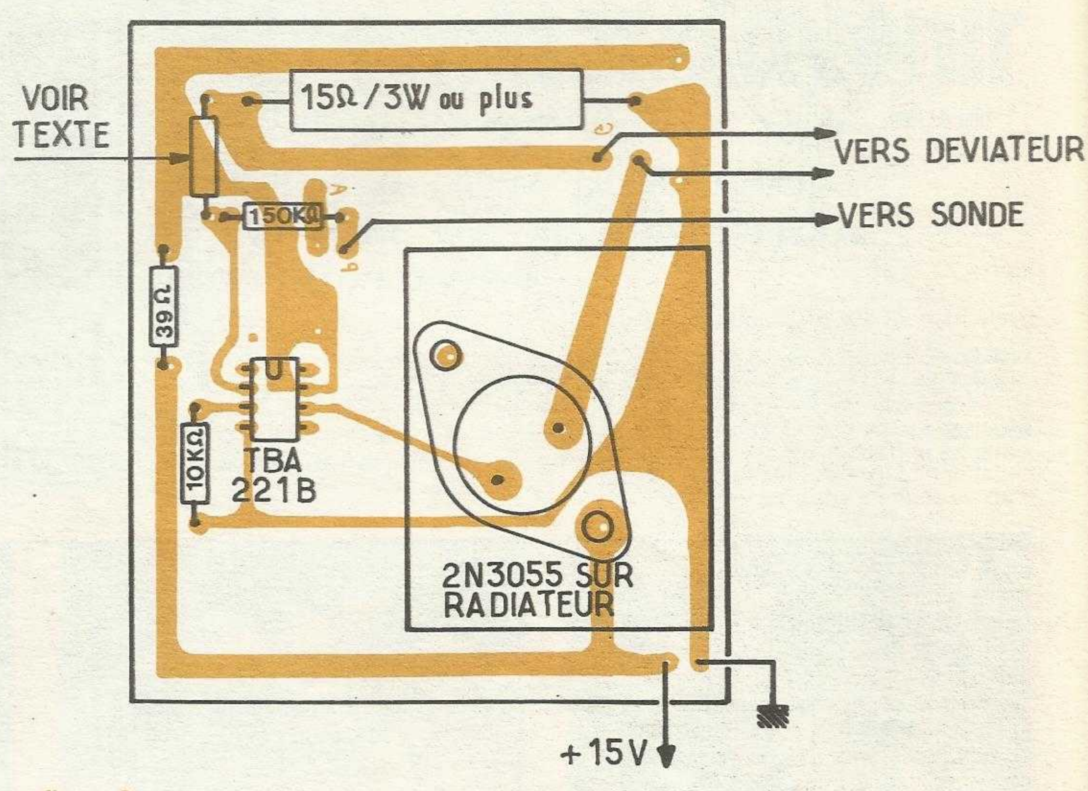
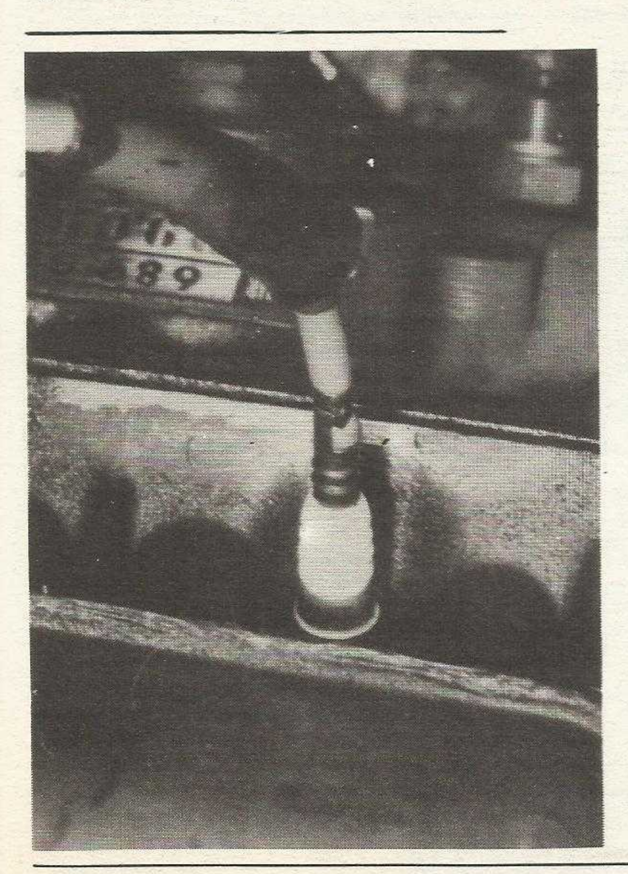
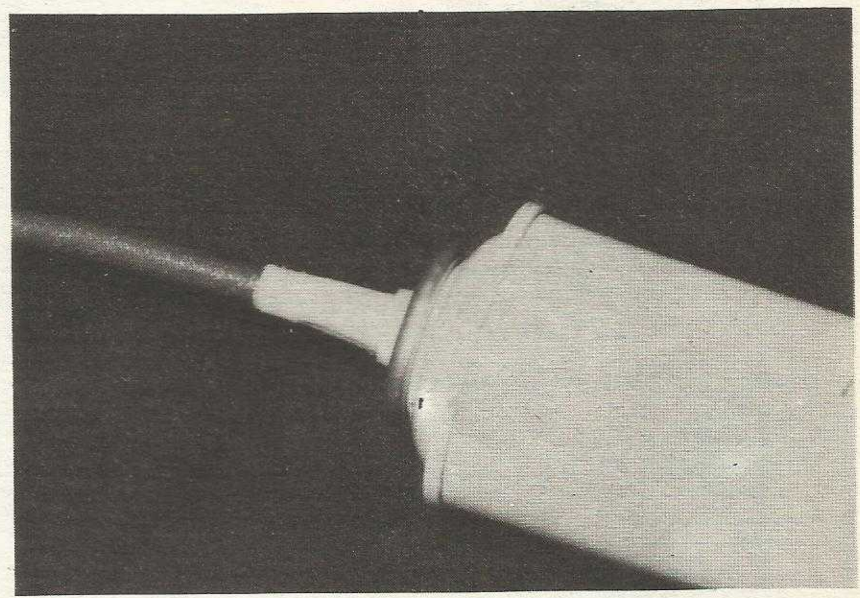


figure 6

Câblage du circuit imprimé.





Détail de l'entrée H.T. de la sonde de mesure réalisée dans une ancienne bombe aérosol.

En retirant le capuchon de protection des cordons d'allumage, on découvre des clips permettant un raccordement assez aisé de la sonde de mesure.

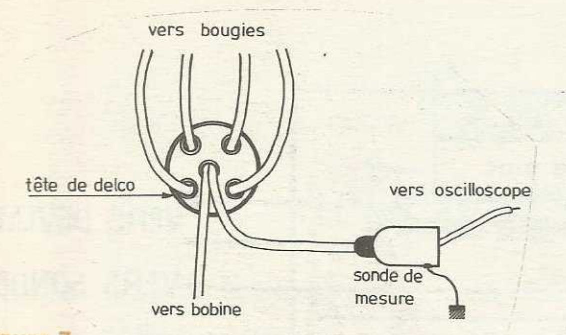
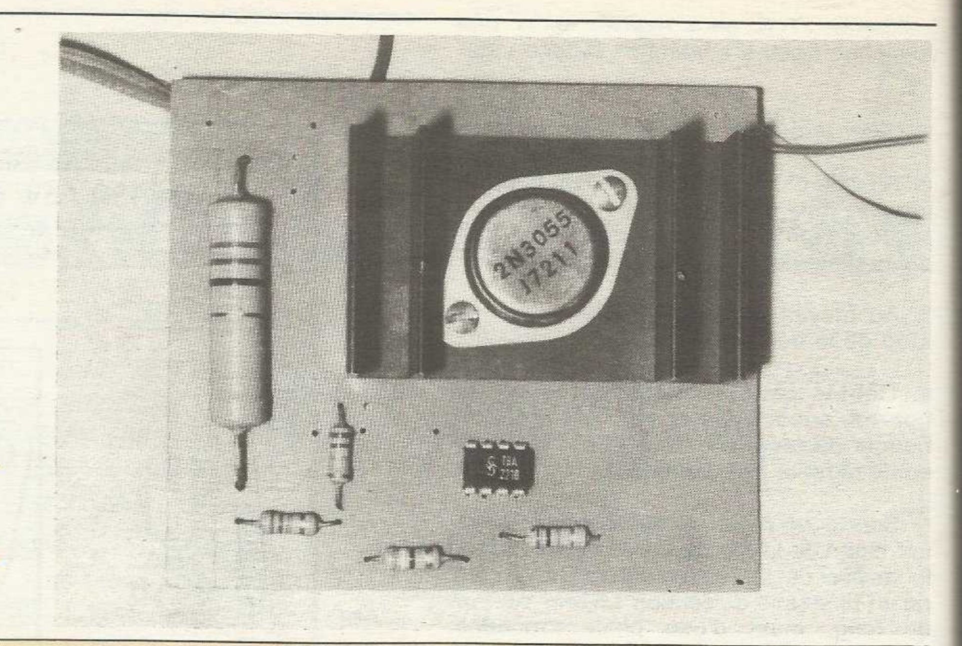


figure 7

Branchement sur le moteur.

En ajoutant ce circuit à un ancien téléviseur, on le transforme en un oscilloscope capable de visualiser la courbe d'allumage d'un moteur de voiture.



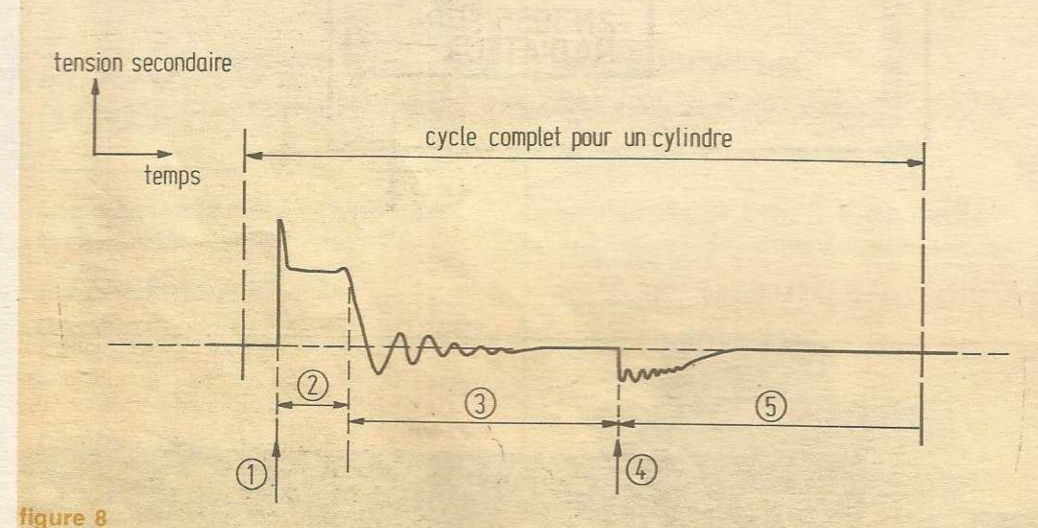


figure 8

Interprétation de l'oscillogramme-type d'un cylindre.

1 - Ouverture des contacts du rupteur. Le sommet du pic représente la tension nécessaire pour amorcer l'étincelle.
2 - Temps de maintien de l'étincelle. Le palier représente la tension juste nécessaire à l'entretien de l'arc.
3 - Régime oscillatoire amorti. L'énergie magnétique subsistant dans le noyau de la bobine n'est plus suffisante pour maintenir l'étincelle allumée et s'épuise dans des oscillations amorties dues au circuit oscillant bobine-condensateur.
4 - Fermeture des contacts du rupteur. Une brève suroscillation (absente sur un moteur correctement antiparasite) suit la fermeture des contacts ! On assiste ensuite à la recharge exponentielle du noyau en énergie magnétique, jusqu'à l'ouverture suivante.

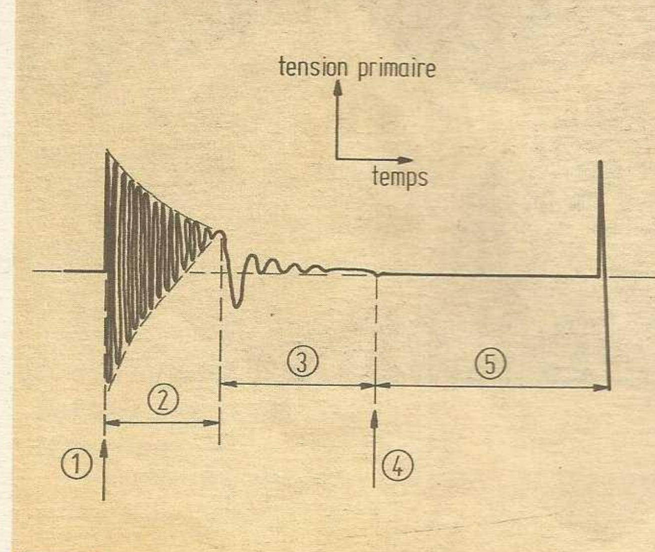


figure 9

Correspondance entre oscillogrammes primaire et secondaire.

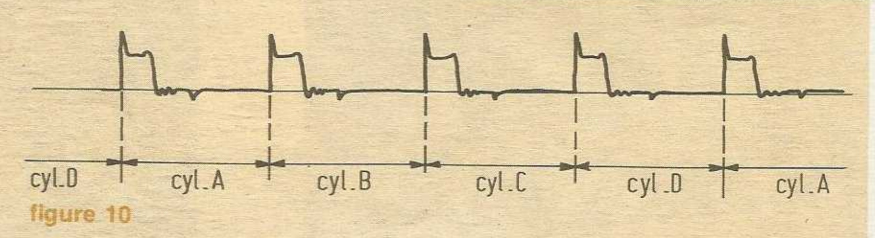


figure 10

Oscillogramme relevé à vitesse suffisante sur la cheminée centrale de la tête de delco ou sur la cheminée de la bobine.

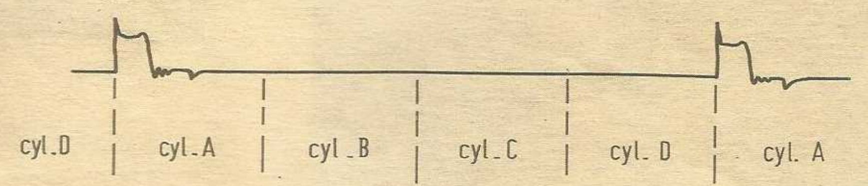


figure 11

Oscillogramme relevé à vitesse suffisante sur une bougie (cylindre A).

Utilisation sur le moteur

Le moteur étant à l'arrêt, brancher la pince de masse à un point correct du moteur, dépourvu de peinture (patte de fixation de bobine, etc.). Retirer le capuchon du câble de bobine côté delco ou côté bobine, au plus pratique, et brancher le câble HT de la sonde sur le contact ainsi dévoilé. Mettre le moteur en route et régler la base de temps de l'indicateur cathodique de façon à obtenir une image satisfaisante d'un des cylindres le moteur tournant au ralenti ou légèrement accéléré (800 à 1 000 t/mn).

Pour visualiser simultanément tous les cylindres, agir à la fois sur l'accélérateur et la base de temps.

L'action précise sur la pédale d'accélération doit permettre d'immobiliser l'oscillogramme ou de le faire défiler lentement vers la droite ou vers la gauche pour passer en revue successivement les différents cylindres.

Interprétation des oscillogrammes

Tous les moteurs permettent d'obtenir une image analogue à celle de la **figure 8**, sur laquelle sont explicités les points caractéristiques, reflets du comportement des divers organes de l'allumage :

Juste avant l'ouverture des « vis platinées » (rupteur), le noyau de la bobine est saturé de par la présence du courant primaire.

L'ouverture des vis permet à cette énergie emmagasinée dans le noyau de créer une force électromotrice d'auto-induction dans le primaire qui, élevée par le rapport de transformation de la bobine, atteindrait environ 40 KV en l'absence de bougie **(voir figure 12)**. En fait dès que la tension nécessaire à l'amorçage de l'étincelle est atteinte (environ 5 à 10 KV), un courant se met à circuler, limité par les résistances antiparasites, et fait chuter la tension vers la valeur juste nécessaire au maintien de l'étincelle (environ 1 kV). Cette situation se prolonge jusqu'à ce que l'énergie magnétique devienne insuffisante. C'est alors qu'intervient l'amortissement oscillatoire en 5 ou 6 périodes, selon la constante de temps dûe à la bobine et au condensateur.

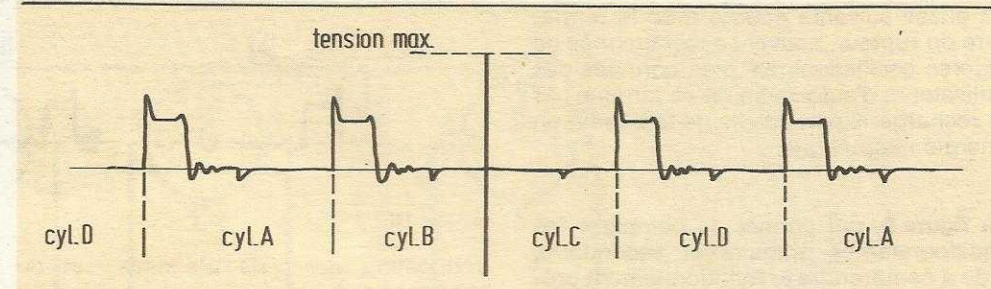


figure 12

Oscillogramme obtenu en débranchant le fil de la bougie du cylindre C (identification d'un cylindre, vérification de la tension maximale disponible). Il est nécessaire de relancer légèrement le moteur pour stabiliser l'image.

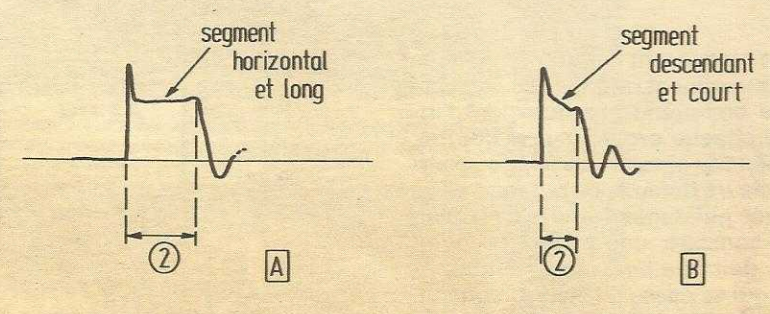


figure 13

Vérification du faisceau d'allumage et des bougies (résistance).
A - Oscillogramme normal.
B - Résistance série excessive dans un fil de bougie, ou bougie défectueuse. Mettre les bougies à la masse une à une et observer l'évolution de l'oscillogramme (relancer le moteur).

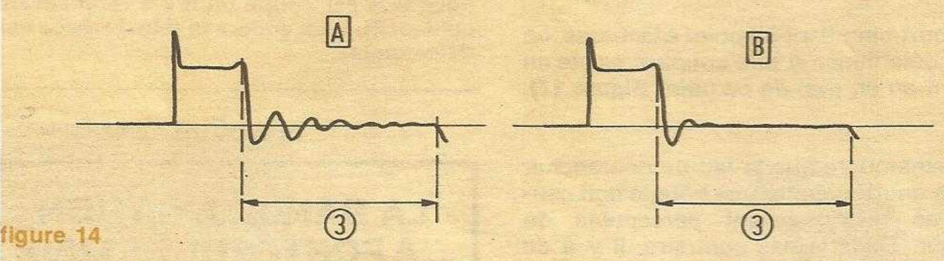


figure 14

Vérification de la bobine et du condensateur. A - Oscillogramme normal.
B - Court-circuit dans la bobine ou bien condensateur fuiteux (changer le condensateur et renouveler l'essai).

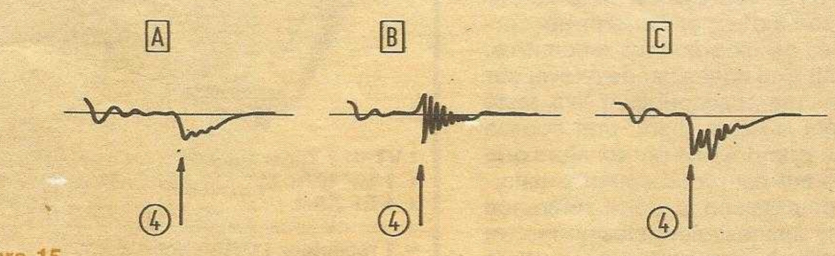


figure 15

Vérification des « vis platinées ».
A - Oscillogramme normal : suroscillations faibles ou inexistantes.
B et C - Contacts sales, brûlés, percés, usés ou bien ressort mal tendu.

La phase suivante débute avec la fermeture du rupteur, souvent accompagnée de légères oscillations HF bien connues des utilisateurs d'auto-radio, et se termine par la recharge exponentielle de la bobine en énergie magnétique.

La **figure 9**, qui permet de comparer les oscillogrammes primaire et secondaire, aide à comprendre le fonctionnement précis de l'allumage. A chaque tour du moteur se produisent 4 étincelles (cas d'un moteur à 4 cylindres, on observe donc 4 cycles consécutifs si on connecte la sonde de mesure avant le doigt du distributeur **(figure 10)**. En revanche, on n'observe qu'un cycle sur 4 si on connecte la sonde sur une bougie **(figure 11)**.

Les figures qui suivent montrent quelques défauts couramment rencontrés, et permettent de comprendre exactement l'influence de chaque organe sur la courbe. On peut bien sûr obtenir des images combinant plusieurs défauts, ce qui rend cette méthode très puissante. Dans le cas où un défaut est constaté, une méthode « point par point » doit être employée. Contrairement à ce qui se passe en électronique où on déplace la sonde de l'oscillo dans le montage, on met successivement à la masse différents points, ou bien on débranche certains fils, la sonde demeurant branchée au secondaire de la bobine. En débranchant une bougie, on modifie la portion d'oscillogramme correspondant au cylindre qu'elle équipe, d'où une possibilité de repérage sur la courbe **(figure 12)**.

En court-circuitant un point à la masse, on peut déterminer si une coupure existe en amont ou en aval de ce point **(figure 17)**.

On remarquera que le fait de débrancher ou de court-circuiter une bougie doit causer un ralentissement perceptible du moteur. Dans le cas contraire, il y a de fortes chances pour que la bougie ne soit pas alimentée ou soit en court-circuit.

La bonne compréhension de ces exemples nullement limitatifs permet à tout conducteur de mieux se représenter le fonctionnement de son moteur et d'interpréter correctement les oscillogrammes rencontrés. On ne saurait trop conseiller de relever sur chaque véhicule susceptible d'être testé régulièrement avec ce banc une courbe type, et d'en prendre une photo, alors que l'état du moteur est parfaitement satisfaisant. La comparaison à cette référence d'éventuelles images anormales permettra un diagnostic d'une sûreté accrue et un gain de temps appréciable.

Patrick GUEULLE

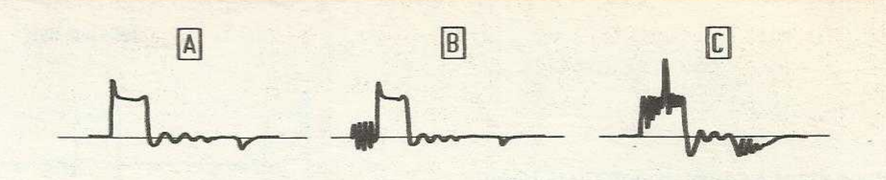


figure 16

Vérification des « vis platinées » et du condensateur.

A - Oscillogramme normal.
B - Vis platinées défectueuses.
C - Condensateur défectueux (résistance anormale en série).

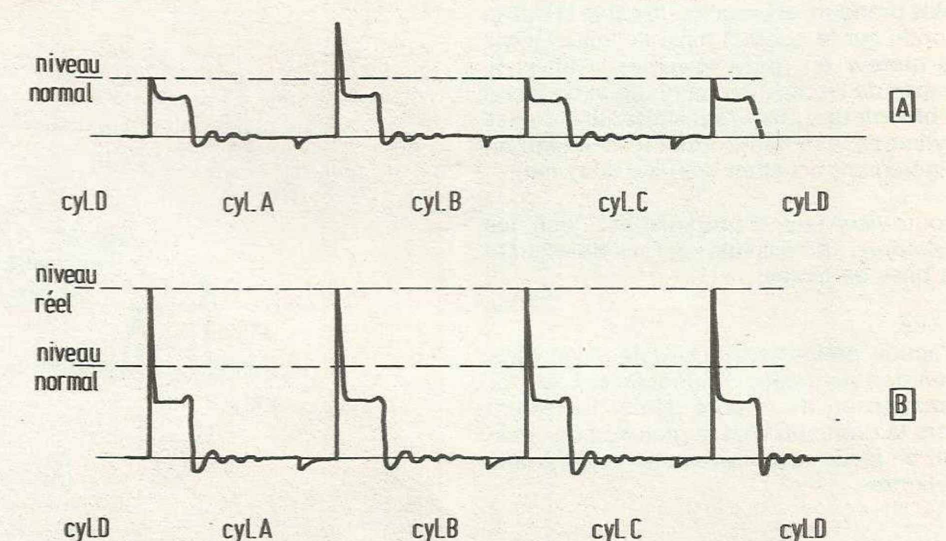
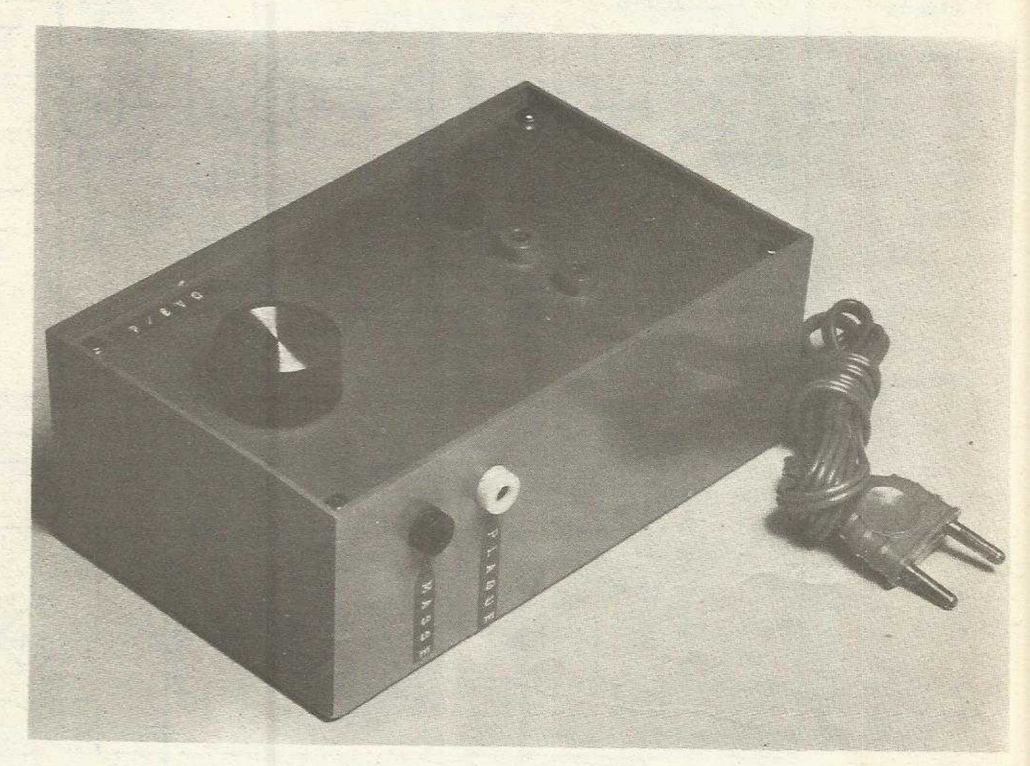


figure 17

Vérification de faisceau d'allumage et des bougies (coupures).

A - Mettre à la masse la bougie B (relancer le moteur). Si l'on assiste à un retour à la normale, c'est que la bougie est usée.
S'il n'y a pas de changement, le fil de la bougie B est coupé ou il y a un mauvais contact ou bien encore la tête de delco est défectueuse.
Mettre alors à la masse la sortie B de la tête de delco.
Si l'on assiste à un retour à la normale, le fil de la bougie B est coupé.
S'il n'y a pas de changement, la tête de delco est défectueuse.
B - Bougies usées ou mal réglées (électrodes trop écartées) ou bien fil de bobine coupé (parfois aussi mauvais réglage d'avance).

un détecteur d'approche et de contact



Le dispositif dont nous proposons ici la description et la réalisation assure la fermeture d'un relais lorsqu'un être humain (ou un animal) approche ou touche une plaque métallique. Il s'agit donc d'une application originale de l'électronique dont les applications sont nombreuses : détecteur de passage, comptage, système d'alarme, animation de vitrine, etc.

La sensibilité du dispositif permet un déclenchement pour une approche de 30 à 40 cm maximum. Le relais de sortie est un modèle à fort pouvoir de coupure (550 watts, 250 volts, 5 ampères) qui permet de commander n'importe quel appareillage électrique courant.

Etude du schéma :

Le schéma est représenté **figure 1.** Le principe de fonctionnement de ce dispositif est le suivant : un oscillateur est réglé de telle façon que l'étage oscille effectivement, mais à la limite de l'accrochage. Une plaque métallique est reliée au point chaud du circuit oscillant. L'approche ou le contact d'un corps avec cette plaque métallique provoque une variation d'accord et un amortissement qui font décrocher l'oscillateur. Le signal de commande ainsi créé est amplifié et actionne le relais à deux inverseurs.

L'étage oscillateur est constitué par un transistor et un circuit oscillant. Le transistor est un BC238 dont la base est polarisée par un pont composé de deux résistances de 39 et 10 kΩ. Ce pont est découplé par un condensateur de 1 500 pF. Le circuit oscillant est placé sur le collecteur du transistor en série avec une cellule de découplage (résistance de 1 000 Ω et condensateur de 100 nF). Le circuit émetteur contient une résistance de 1 000 Ω qui assure la stabilisation en température et la charge du transistor sur laquelle on recueille le signal de commande. Le circuit oscillant lui-même comporte une inductance ajustable et un condensateur de 10 pF. Le noyau de réglage de la self n'a qu'un rôle secondaire et peut être vissé en position moyenne. Un condensateur de 490 pF assure le couplage entre l'émetteur et le collecteur du transistor nécessaire à l'entretien de l'oscillation. Le réglage de ce condensateur permet de fixer le point de fonctionnement de l'oscillateur à la limite de l'accrochage. La fréquence de fonctionnement de l'oscillateur est d'environ 27 MHz.

Lorsque l'oscillation a lieu, une tension haute-fréquence apparaît aux bornes de la résistance de 1 000 Ω shuntée par le condensateur de 220 pF. Cette tension est transmise par un condensateur de 47 pF à deux diodes AA119 qui la détectent et met-

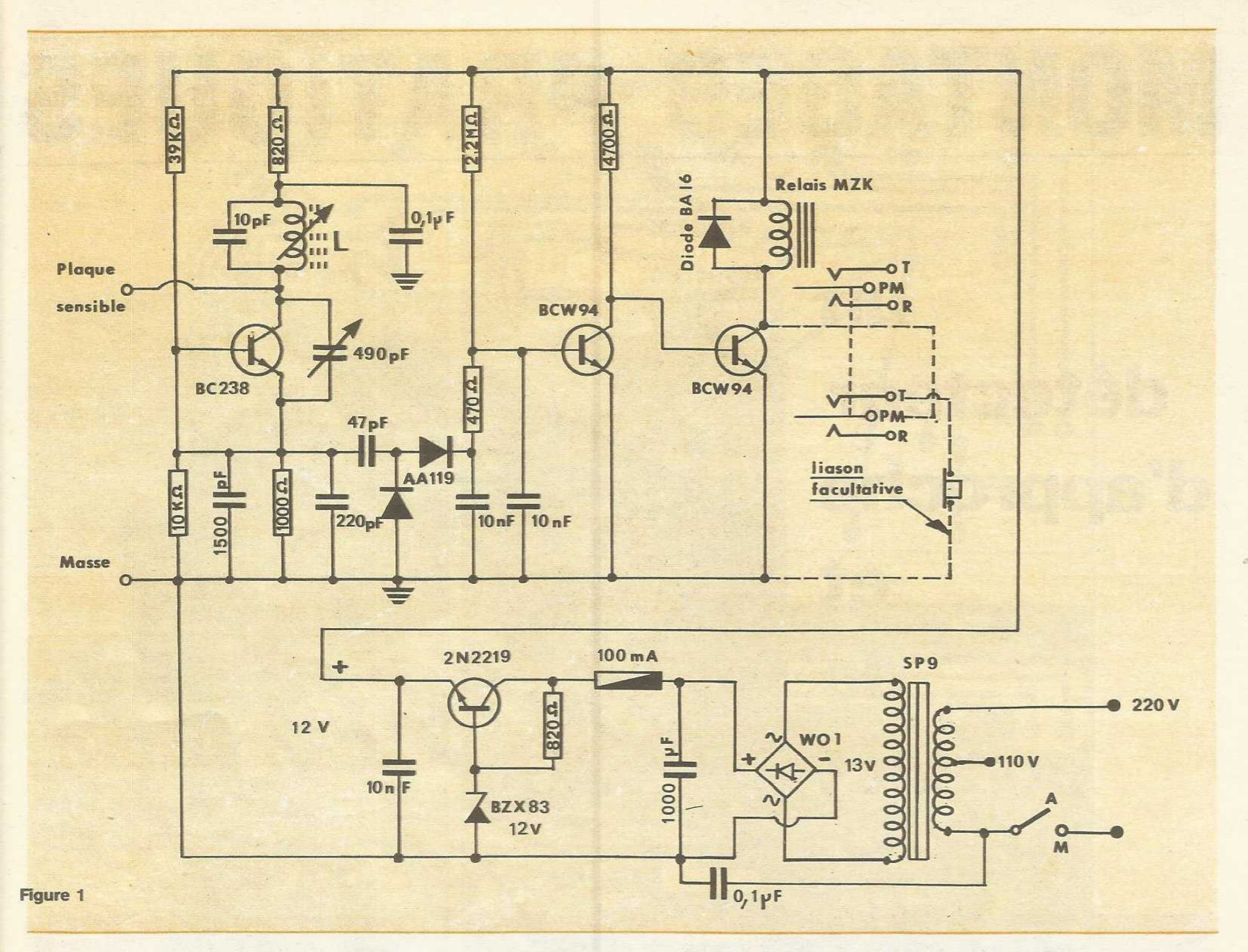


Figure 1

tent en évidence la composante continue transmise à la base du transistor BCW94 à travers une cellule de découplage (résistance de 470 Ω, deux condensateurs de 10 nF). Cette tension continue étant positive, le BCW94 conduit ce qui fait apparaître une chute de tension aux bornes de la résistance de 4 700 Ω qui charge son collecteur. Le second BCW94 voit donc le potentiel de sa base porté aux environs de celui de son émetteur. Le transistor est bloqué et le relais dont la bobine est insérée dans le collecteur n'est pas excité.

En cas d'approche ou de contact avec la plaque sensible, l'oscillateur décroche. La tension haute fréquence s'annule aux bornes de la résistance de 1 000 Ω, ainsi que la tension continue provenant de la détection de ce signal. Le premier BCW94 se bloque et fait passer le second à saturation. Le relais est alors excité et les deux contacts travail se ferment.

L'ensemble est alimenté sous une tension de 12 V à partir du secteur par l'intermédiaire d'une alimentation secteur régulée de type classique. L'enroulement secondaire du transformateur abaisseur SP9 délivre une tension de 13 V environ. Cette tension est redressée par quatre diodes montées en pont. Pratiquement ces diodes sont moulées dans une petite cellule présentant quatre bornes repérées conformément au schéma. Après redressement, le filtrage est assuré par le condensateur de 1 000 μF. Un transistor 2N2219 est inséré dans la ligne + 12 V. Le potentiel de sa base est fixé par une diode zener 12 V alimentée par la résistance de 820 Ω. Les condensateurs de 10 et 100 nF complètent le filtrage.

Réalisation :

Tous les éléments nécessaires au montage sont logés à l'intérieur d'un coffret en matière plastique de 160 × 95 × 60 mm. La **figure 2** représente les cotes de perçage de la face avant amovible qui supporte le condensateur d'accord et les douilles d'utilisation. Nous avons prévu trois douilles permettant d'utiliser un inverseur complet du relais. Trois autres douilles permettent l'usage du second inverseur. L'écartement des douilles correspond à celui des fiches secteur standards.

Les cotes de perçage du coffret lui-même sont indiquées en vue extérieure à la **figure 3.** Les trous prévus permettent de fixer le transformateur, le circuit imprimé, l'interrupteur et les douilles d'entrée.

Ces opérations préalables étant effectuées, il est possible de passer au câblage de la partie électronique proprement dite. Tous les composants ainsi que le relais sont montés sur une plaquette de circuit imprimé fournie percée, prête à l'emploi dont le côté cuivre est représenté **figure 4.** L'implantation des différents composants sur le circuit imprimé est indiquée **figure 5.** Le bobinage L est monté sur un mandrin miniature à oreille de 6 mm de diamètre. Pour réaliser cet élément, commencer par enrouler un tour de fil émaillé 5/10 mm sur une des deux oreilles du mandrin, puis enrouler dix spires bien jointives à la partie supérieure du corps du mandrin. Remonter ensuite le fil pour l'enrouler sur la deuxième oreille. Attention, ces oreilles sont relativement fragiles. La **figure 6** illustre ces explications. Encastrer le mandrin dans le circuit imprimé et souder les deux

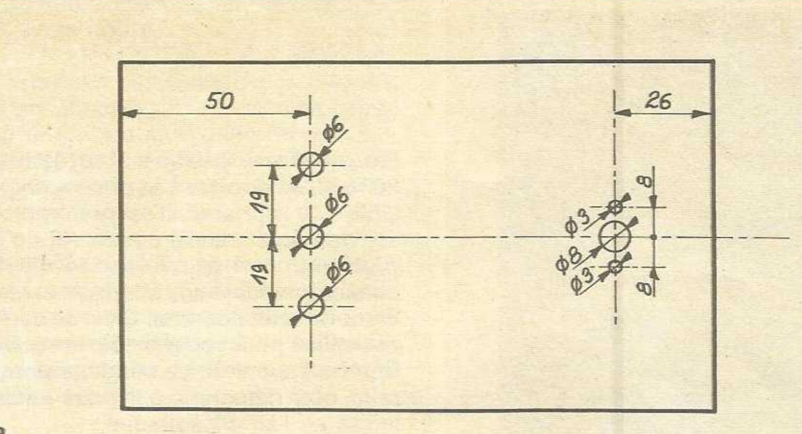


Figure 2

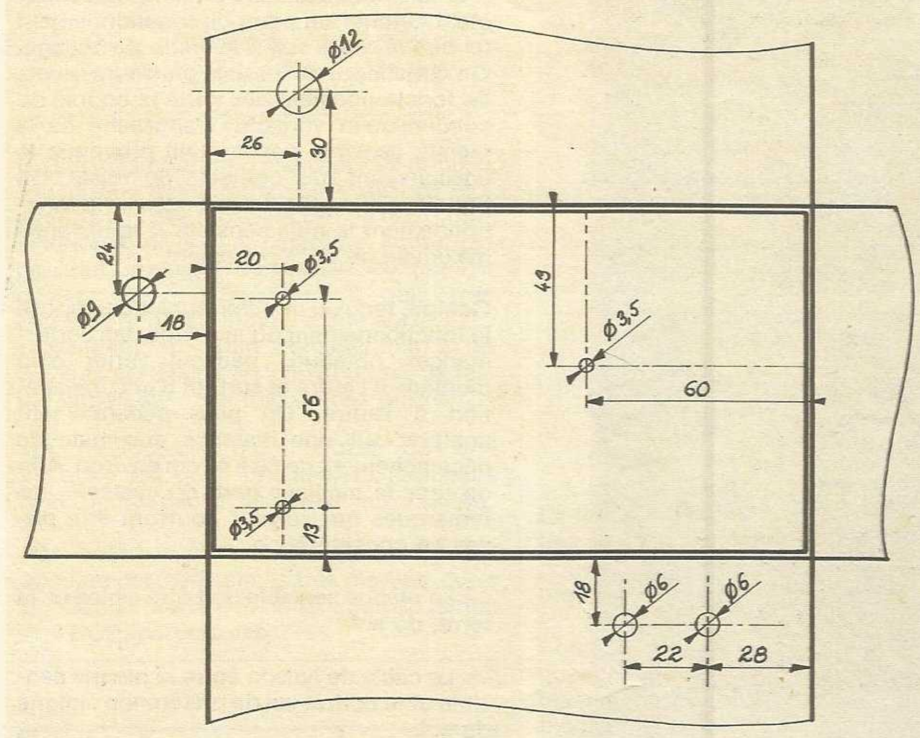


Figure 3

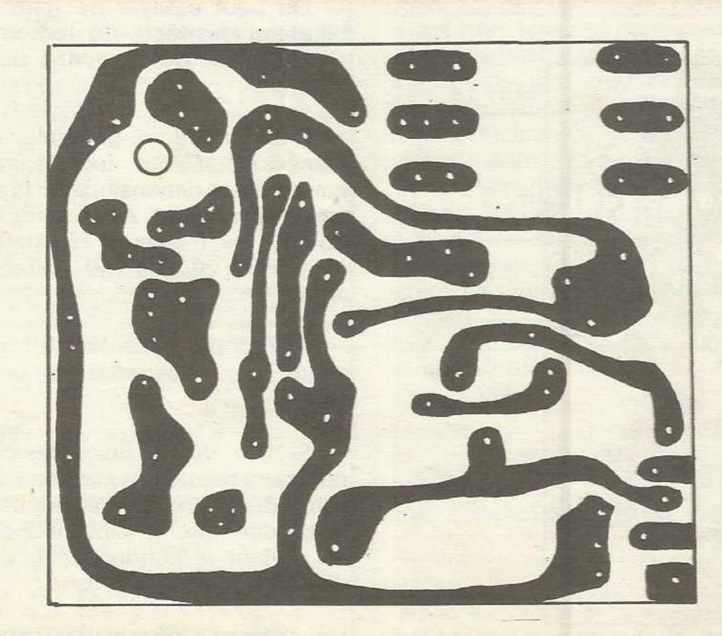


Figure 4

extrémités du fil émaillé après avoir gratté l'émail qui les recouvre. Visser le noyau magnétique dans le mandrin. La gorge pratiquée dans ce noyau est destinée à recevoir un petit morceau de liège qui fait office de frein. Quant aux autres composants, on pourra souder successivement les résistances, les condensateurs, les semi-conducteurs, le pont redresseur, le relais et enfin le porte-fusible. Les valeurs des résistances sont indiquées à l'aide du classique code des couleurs. Pour une bonne présentation du montage, il est préférable de souder les résistances bien à plat sur le circuit imprimé, le corps de chaque élément en contact avec la bakélite. Les condensateurs sont facilement identifiables, leurs capacités étant indiquées clairement en pico, nano, ou mocrofarads. Ces éléments sont soudés verticalement en laissant une distance de 5 mm environ entre le circuit imprimé et chaque condensateur, sauf le 1 000 μF monté à plat. Ce dernier est du type électrochimique. Il présente donc une borne « + » et une borne « — ». La borne « + » est clairement repérée sur le corps du condensateur. Bien entendu, il est absolument nécessaire de respecter cette polarité au montage.

Les brochages des différents transistors et diodes employés dans ce montage sont indiqués **figure 7**. Comme l'indique cette dernière, il est préférable de prévoir une petite boucle aux extrémités de chaque diode avant de les placer sur le circuit imprimé pour les souder. Cette précaution évite de trop chauffer la jonction de chaque diode pendant le soudage.

Le pont WO1 présente quatre bornes clairement identifiées par les indications portées sur le pont lui-même.

Le câblage des composants étant terminé, souder sur le circuit imprimé les fils de raccordement au transformateur, à l'interrupteur, aux bornes et au condensateur variable. Le circuit imprimé est fixé au fond du boîtier à l'aide d'une vis de 3 × 10 mm. Un écrou est placé entre le fond du boîtier et le circuit imprimé afin de surélever légèrement ce dernier. Monter le transformateur (2 vis de 3 × 10). Placer le passe-fil, glisser le cordon secteur à l'intérieur, souder l'une des extrémités de ce dernier à l'interrupteur, puis monter l'interrupteur sur le boîtier, sans oublier la plaquette « arrêt-marche ». Monter ensuite le condensateur variable (2 petites vis) et les cinq douilles sur lesquelles une cosse est glissée avant serrage de l'écrou de fixation. Achever de réaliser les liaisons entre le circuit imprimé et les autres éléments en suivant scrupuleusement les indications de la **figure 5** particulièrement en ce qui concerne le condensateur. Le second fil du cordon secteur est branché sur l'entrée 110 V ou l'entrée 220 V du transformateur, selon la tension secteur dont on dispose.

Mettre le fusible en place, vérifier une dernière fois le montage et fixer la face avant du boîtier, ainsi que le bouton de commande du condensateur variable.

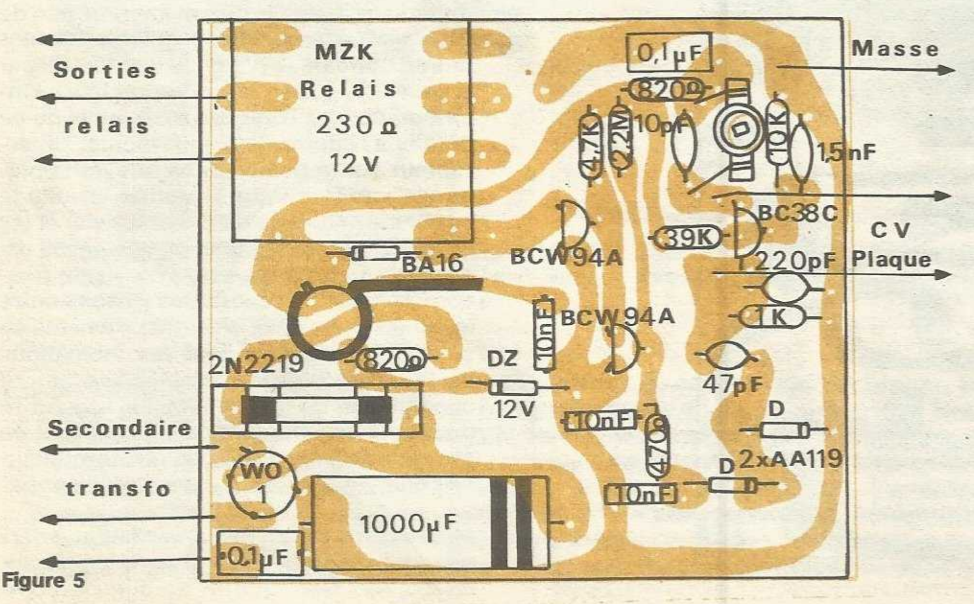


Figure 5

Essais - Utilisation :

Relier une plaque métallique de 20 × 20 cm environ à la prise « plaque sensible » de l'appareil. Il est préférable d'utiliser du câble coaxial comme fil de liaison, plutôt qu'un fil de câblage standard. Ce fil coaxial présente un blindage extérieur et un conducteur central. C'est ce dernier qui est utilisé pour relier la tôle àla prise d'entrée de l'appareil. Le blindage pourra être relié, côté détecteur, à la prise « masse » et laissé en l'air côté plaque.

Placer l'interrupteur sur « marche ». En tournant le bouton du condensateur variable, chercher un point de fonctionnement tel que le relais soit à la limite du collage. On constatera qu'il existe plusieurs points de fonctionnement sur toute la course du condensateur variable. L'approche de la plaque sensible par la main provoque le basculement des contacts du relais. On fignolera le réglage afin d'obtenir le fonctionnement le plus sensible et la distance maximale de déclenchement.

Compte tenu du principe sur lequel repose le fonctionnement du montage, les performances obtenues peuvent varier d'un montage à l'autre et surtout d'une installation à l'autre. On peut généralement compter sur une distance maximale de déclenchement de 30 à 40 cm environ. Afin de tirer le meilleur parti du système, les remarques qui suivent pourront être prises en considération :

— La plaque sensible doit être isolée de la terre, du sol.

— Le câble de liaison entre la plaque sensible et le coffret est de préférence éloigné du sol.

— On peut essayer de relier ou non le blindage du câble de liaison à la prise « masse » et de comparer les résultats obtenus.

— D'une manière générale, les performances du DAS.4 décroissent quand la masse et les dimensions de la plaque sensible augmentent. Aux essais, nous avons obtenu les meilleurs résultats avec des plaques de 20 × 20 à 50 × 50 cm de dimensions.

— Il n'est pas possible de brancher plusieurs plaques sensibles sur un seul appareil.

— Si l'on désire un déclenchement du relais uniquement au contact de la plaque sensible et non plus à son approche, il suffit de diminuer la sensibilité de l'appareil en réglant le condensateur variable afin d'obtenir le résultat désiré.

Ce détecteur est susceptible de nombreuses applications. Citons entre autres

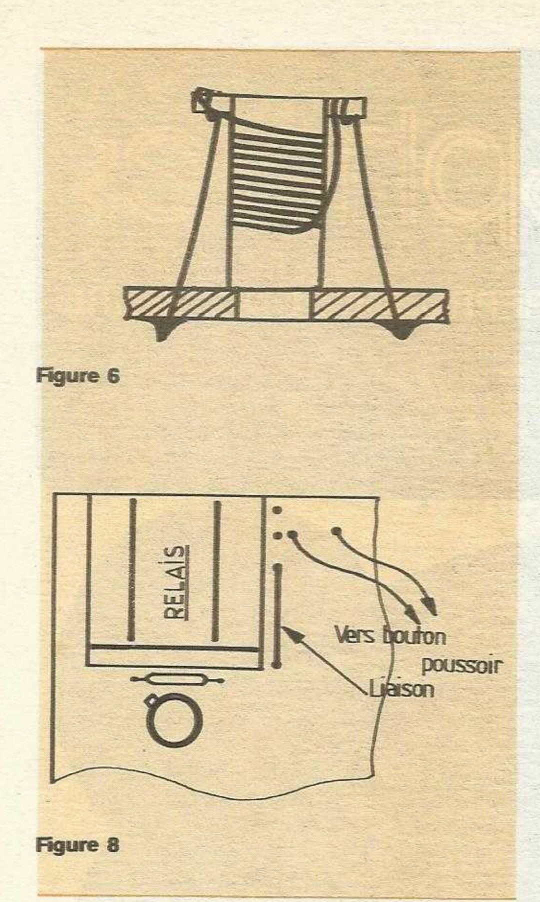


Figure 6

Figure 8

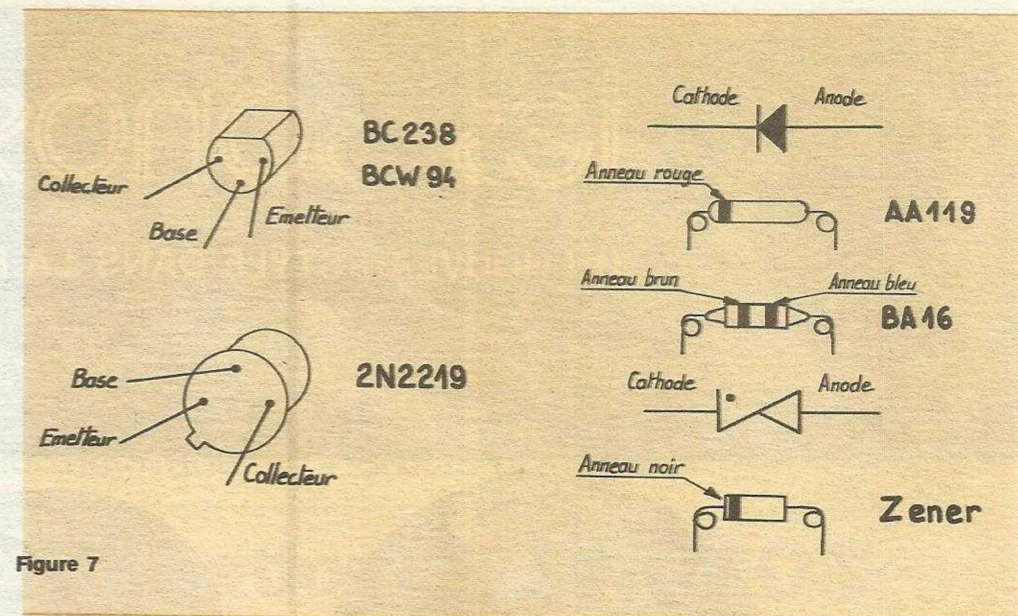


Figure 7

l'animation de vitrine : l'approche par la main d'un passant de la plaque sensible fixée derrière une vitrine permet de déclencher un système électrique quelconque, lumière, automate, etc.

Il trouve aussi son utilisation en système d'alarme ou de sécurité. Dans ce cas, il est bien sûr possible d'utiliser une plaque sensible seule comme déjà décrit. Cependant, il est possible de matérialiser cette plaque sensible sous d'autres formes : par exemple un feuillard métallique ceinturant une porte ou un couloir. Autre possibilité : deux plaques métalliques placées l'une en face de l'autre sur les parois d'un couloir ou d'un passage. L'une des plaques est reliée au détecteur par le conducteur central du fil de liaison, l'autre par le blindage. Le passage d'une personne entre les deux plaques provoque le déclenchement du système. Citons encore l'utilisation d'une poignée de porte comme plaque sensible.

Signalons aussi qu'il est tout à fait possible utiliser le détecteur en complément d'un système d'alarme fonctionnant à l'aide d'un circuit de rupture. Il suffit pour cela de brancher le point milieu et le contact repos du relais en série dans la boucle de rupture.

Pour terminer cette énumération citons aussi, dans un tout autre domaine, la possibilité d'utiliser le DAS.4 comme base de plaisanteries de plus ou moins bon goût. Nous laisserons à ce sujet libre cours à l'imagination du lecteur !

Modifications - Adaptations :

Le fonctionnement du détecteur tel qu'il a été décrit peut être résumé de la façon suivante : le relais colle à l'approche de la main et décolle lorsque la main est retirée. En fonction de l'utilisation prévue, il est possible d'obtenir d'autres modes de fonctionnement.

Automaintien : Sur approche de la main, le relais colle et reste collé quand la main est retirée. Le retour à la position de repos est obtenue en appuyant sur un bouton poussoir, donc sur intervention extérieure au système. Les « liaisons facultatives » indiquées sur le schéma **figure 1** sont utilisées pour parvenir à ce résultat. En cas de collage du relais sur contact ou approche, la bobine du relais est auto-alimentée par l'intermédiaire du second inverseur. Même sur arrêt de l'excitation, le relais reste collé. Un bouton poussoir à contact repos permet de couper le circuit d'alimentation du relais pour un retour à la position de veille. Ce résultat s'obtient très facilement d'un point de vue pratique en suivant les indications de la **figure 8,** le circuit imprimé ayant été prévu à l'origine pour ce mode de fonctionnement.

Temporisation : Sur approche de la main, le relais colle, reste collé pendant un certain temps et revient automatiquement à la position de repos. Ce type de fonctionnement peut s'obtenir en faisant suivre le relais du détecteur d'une minuterie électronique alimentée directement par l'alimentation secteur.

Sortie sur 220 V : Le détecteur étant alimenté sur secteur, il est facile d'alimenter directement sur les douilles d'utilisation un dispositif fonctionnant sur cette tension. Il suffit pour cela de brancher deux douilles sur le courant secteur disponible par le cordon d'alimentation, l'une directement, l'autre à travers le point milieu et le contact travail d'un des inverseurs du relais.

Exemple intéressant des possibilités des montages simples d'électronique, ce détecteur d'approche et de contact donnera toute satisfaction à la condition bien entendu d'être correctement réalisé et d'être utilisé dans les limites de ses possibilités.

Christian Péricone
Ing. A. et M.

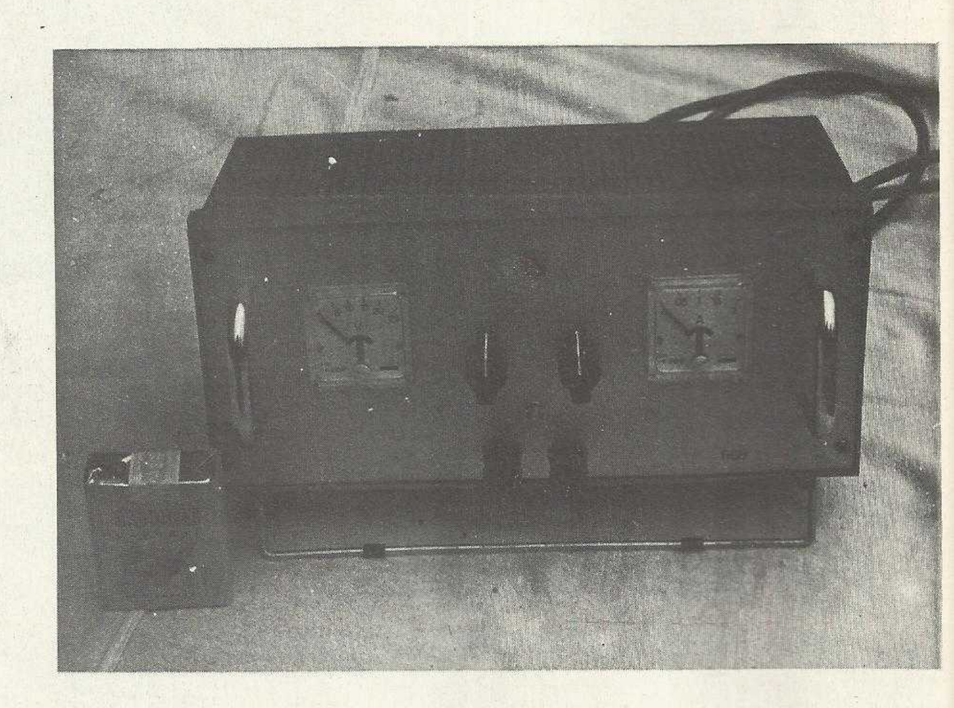
A propos du pilote à quartz
dans notre numéro d'avril (341).

Le résonnateur à quartz de 12,8 kHz (série SK1 de la marque STATEK) peut être obtenu chez le distributeur exclusif de cette marque pour la France

TEKELEC AIRTRONIC
Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet
92310 Sèvres

Attention : minimum de la facturation : 50 F (ce qui correspond à peu près au prix de cet élément.)

alimentation basse-tension simple de laboratoire



Le but de ce montage est de pouvoir disposer d'une alimentation délivrant une tension variable de 5 à 25 volts pour une intensité de 1 A maximum. Cette alimentation est stabilisée et protégée contre les surintensités et les courts-circuits. A la portée de toutes les bourses (elle ne revient qu'à quelques dizaines de francs), elle est de construction aisée et rapide car elle ne met en jeu que quelques composants. D'une excellente fiabilité, elle rendra de nombreux services à ceux qui voudraient en tenter la réalisation.

Analyse du schéma

Celui-ci est donné à la **figure 1.** On utilise un transformateur **T**, dont le primaire (non représenté complètement sur le schéma pour plus de clarté) est normalisé à 110 - 130 - 220 - 240 V par l'intermédiaire d'un répartiteur de tension avec fusible de protection incorporé. Le secondaire est à 24 V, qui est une tension normalisée, donc facilement trouvable. Les petits transfos de sonnerie, ou d'isolement B.T. conviennent parfaitement, pourvu qu'ils délivrent 2 à 3 ampères. On choisira de préférence un transfo « à cuve », dont le blindage sera relié à la masse de l'ensemble, le tout, si possible relié à la terre, ce qui évite tout parasite ou rayonnement intempestif, notamment pour l'alimentation des récepteurs à transistors.

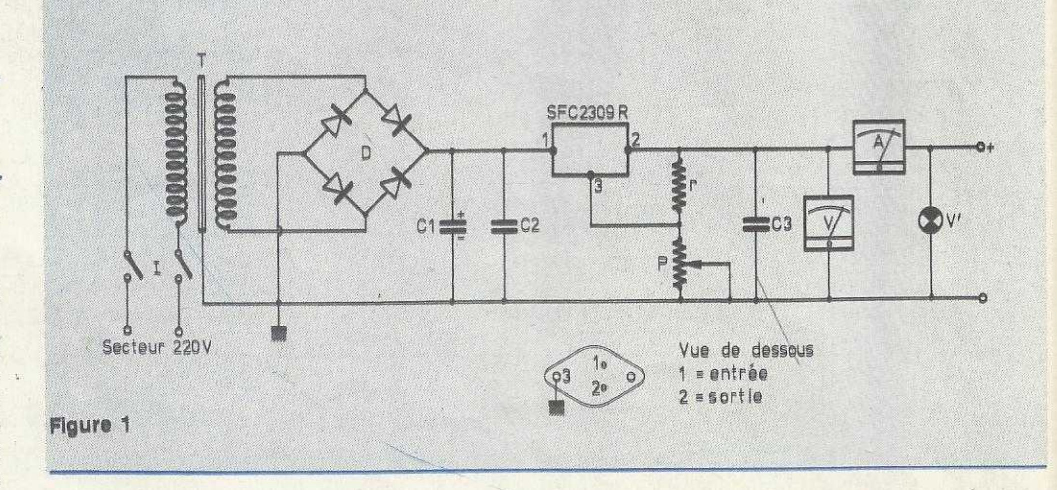


Figure 1

Le secteur arrive au transfo par l'intermédiaire d'un interrupteur miniature bipolaire, assurant ainsi une coupure des deux fils, avec mise hors tension complète de l'ensemble. **D** est formé par 4 diodes 1N 4004 ou équivalent. En effet, vu les faibles tensions et courants mis en jeu dans le montage, n'importe quelle diode basse-tension ferait l'affaire. Après ce redressement en pont, le filtrage est assuré par C_1 (3 300 μF avec 35 à 50 V d'isolement service). Nous trouvons ensuite le régulateur SFC 2309R (Sescosem), avec le potentiomètre **P**, de 1 000 Ω, qui permet de régler la tension de sortie de 5 à 25 V. Afin d'obtenir un « réglage fin », nous avons inséré, lors du câblage, un second potentiomètre (absent sur le schéma), en série avec P, et de valeur 100 Ω. Ainsi, nous pouvons afficher grossièrement la tension, et fignoler exactement et de façon plus souple grâce au second potentiomètre. C_2 et C_3 servent à améliorer la réponse transitoire. Volt-

mètre et ampèremètre complètent l'installation, et un petit voyant de couleur **V'** indique la présence de tension. Pour ceux que seule une tension fixe et stabilisée de 5 volts intéresserait (alimentation des circuits intégrés par exemple), on trouvera, **figure 2** le petit montage adéquat. Dans ce cas, il suffit après filtrage, de disposer d'une tension d'une dizaine de volts c.c. Le SFC 2309R se présente sous la forme T03 (genre 2N 3055), et fonctionne dans les limites de 0 à 70 °C. Si la dissipation est par trop excessive (surintensité en court-circuit en sortie), une protection thermique intervient et ramène la tension à zéro.

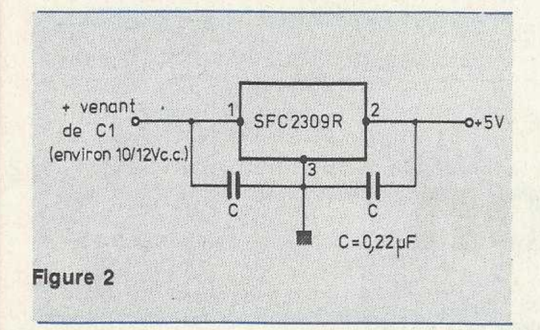
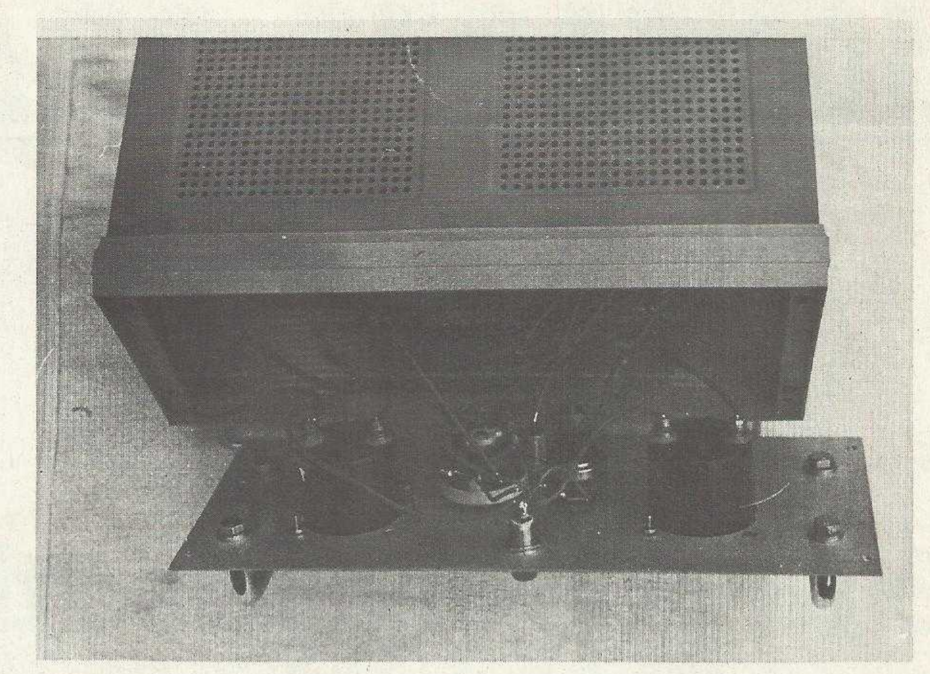
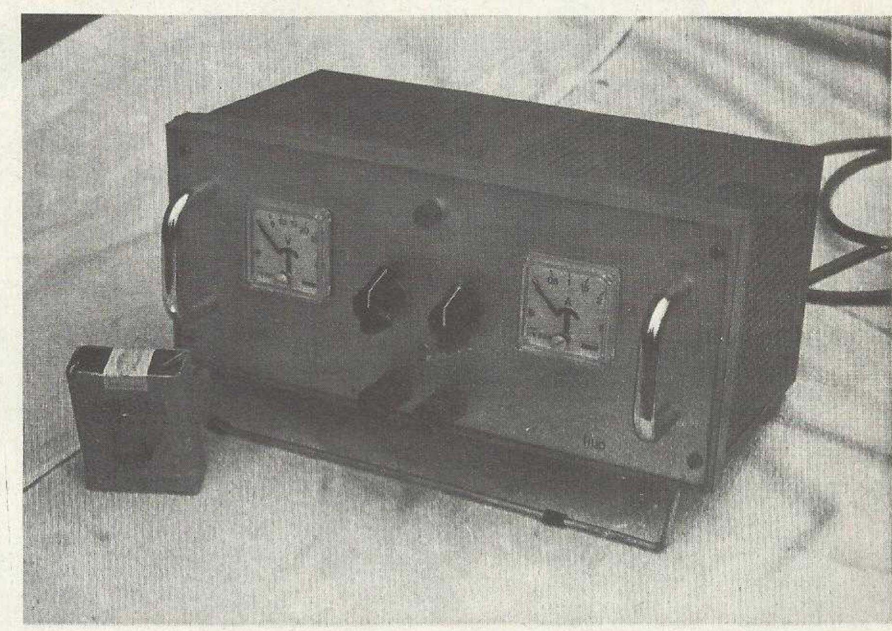


Figure 2





Nomenclature des éléments

— 4 diodes 1N 4004 (**D**).
— 1 circuit intégré régulateur de tension, référence SFC 2309R (Sescosem) ou équivalent (par exemple le LM 309K de National Semiconductor).
— 1 résistance 330 Ω/0,5 W **r**).
— 1 potentiomètre 1 K ΩA (courbe linéaire (**P**).
— 1 condensateur électrochimique 3 300 µF/40 V (**C1**).
— 2 condensateurs mylar ou papier 0,22 µF/50 V (**C_2** et **C_3**).
— 1 transformateur 220 V/24 V-2 A (**T**).
— 1 interrupteur bipolaire (**I**).
— éventuellement 1 voltmètre 0 à 25 V continus (**V**).
— éventuellement 1 ampèremètre 0 à 2 A continus (**A**).
— 1 voyant 12 volts.
— 1 coffret.

Nota : Lorsque l'alimentation travaille avec une basse tension de sortie (par exemple 5 ou 6 volts), il est nécessaire de limiter le courant pouvant être débité par le circuit intégré car, celui-ci ayant à ses bornes une tension importante, la dissipation devient également importante. Si l'on désire obtenir le courant de 1 ampère pour 5 volts en sortie, il est souhaitable de diminuer la tension aux bornes de C_1, par exemple en utilisant un secondaire de transformateur fournissant 6 à 8 volts.

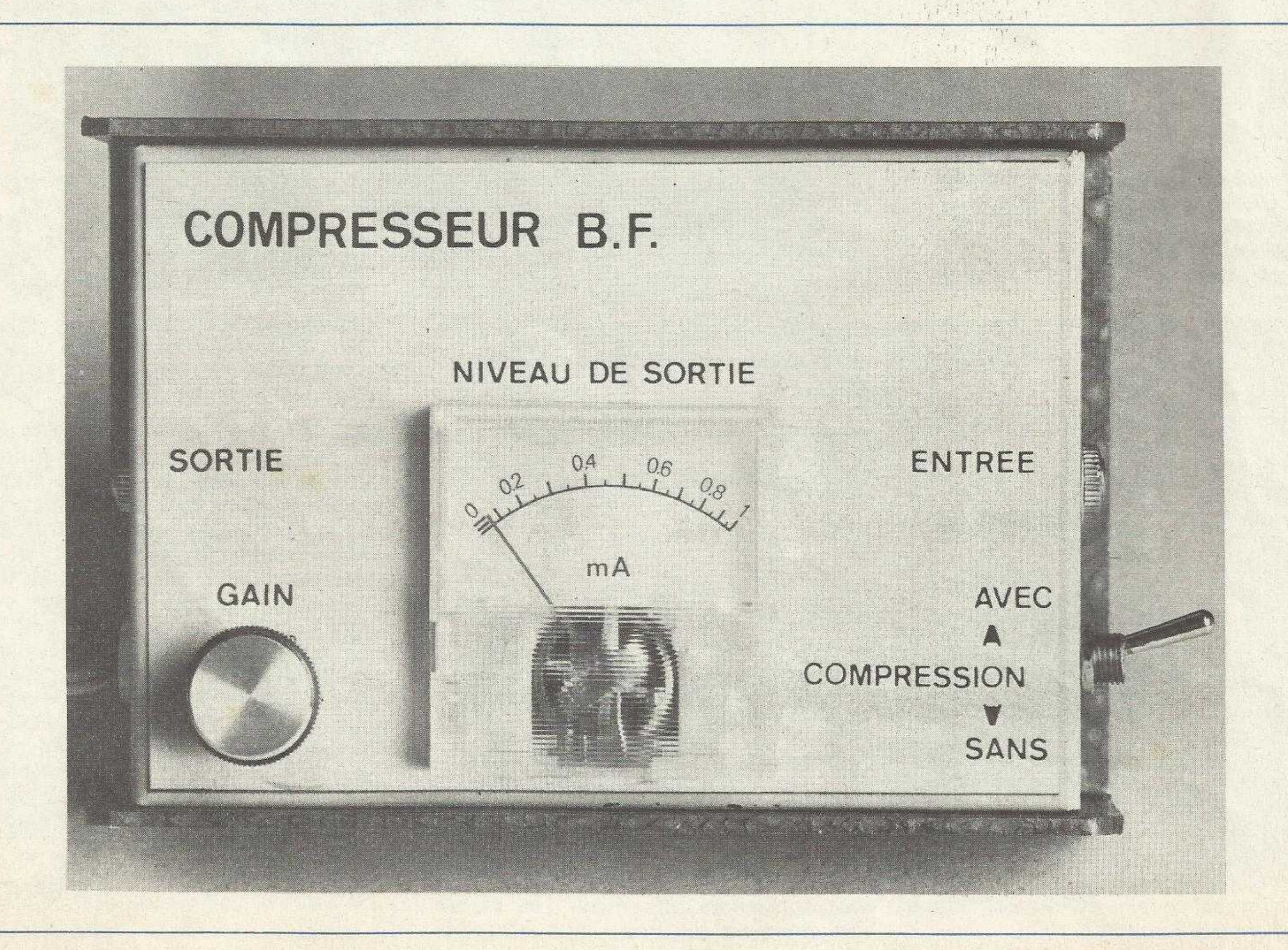
Réalisation mécanique

Les dimensions d'un coffret sont déterminées par celles du transformateur utilisé. Il ne faudra pas oublier de réaliser l'isolement du régulateur par la classique rondelle isolante en mica et les canons plastiques pour la fixation. On se servira si possible du radiateur à ailette, peint en noir, mais ça n'est pas indispensable ; une petite cornière en U, réalisée en aluminium ou mieux en cuivre de 4 ou 5 mm d'épaisseur conviendra également. Les diodes sont soudées sur une petite plaquette époxy (circuit imprimé ou plaquette pastillée). Le câblage est réalisé en fil souple de 12/10 de diamètre. Sur la face avant en aluminium, on percera les différents trous pour la fixation des potentiomètres, appareils de mesures, voyant, bornes + et — de sortie, interrupteur de marche-arrêt et poignées chromées pour le transport. Notre coffret possède en outre un petit pied escamotable, permettant une élévation de la partie avant, et rendant ainsi plus commode la lecture des appareils de mesure. Nous sommes ainsi en possession d'un outil de travail devenu indispensable, d'une étonnante précision, d'une présentation qui ne dépare pas le plus joli labo d'amateur et d'un prix de revient modique.

J. RANCHET

B.F.

Etude et réalisation d'un compresseur de modulation



Un compresseur de modulation est un appareil de très grande utilité lorsque l'on enregistre fréquemment sur magnétophone à partir d'un microphone. C'est le complément presque indispensable pour tout amateur qui désire être en possession d'enregistrements corrects sans surmodulation. Il est bien difficile lors d'enregistrements de garder le microphone très près de ses lèvres et, ce qui est dangereux, c'est que le signal délivré par le microphone est fonction de la pression accoustique qui lui est appliquée, pression qui est décroissante en fonction du carré de la distance. Il s'ensuit que les signaux ont une amplitude variant dans de grandes proportions.

Un compresseur de modulation est un circuit basse fréquence dont le rôle consiste à fournir en sortie un signal d'amplitude constante même s'il se produit d'importantes variations à l'entrée.

Il doit de plus pouvoir travailler dans une bande de fréquence assez large, de façon linéaire, et introduire un très faible taux de distorsion harmonique. De plus son temps de réponse doit être très bref.

Le but de l'appareil que nous vous proposons de construire est de fournir des signaux de sortie d'amplitude constante, malgré une variation à l'entrée de la valeur des signaux dépassant un rapport de 100.

Il faut donc réaliser un amplificateur contre-réactionné de façon à ce que la contre-réaction diminue le gain de l'amplificateur lorsque le signal d'entrée augmente et augmente le gain de l'amplificateur lorsque la valeur du signal d'entrée diminue.

Le schéma électronique

Le schéma de principe est proposé à la **figure 1.** Un jack miniature transmet la modulation à la porte d'un transistor à effet de champ Q1-MPF 102 par l'intermédiaire d'un condensateur C1-0,10 μF.

Deux cas se présentent : ou on court-circuite le compresseur avec le double inverseur $S1_a$-$S1_b$ et l'effet de compression est annulé, ou on bascule l'inverseur et le compresseur entre en action.

Le transistor à effet de champ Q_1 présente une impédance d'entrée élevée et procure une protection efficace contre le bruit de fond. L'impédance d'entrée est de 470 kΩ, d'où la présence de R_1.

Cette particularité **permet l'emploi de microphones de tous types et de toutes impédances allant de 200 Ω à 470 Ω.**

Le drain de Q_1 est chargé par une résistance R_2-4,7 kΩ, tandis que la source est polarisée par R_3-1,8 kΩ, résistance découplée par un électrochimique C_2-100 μF.

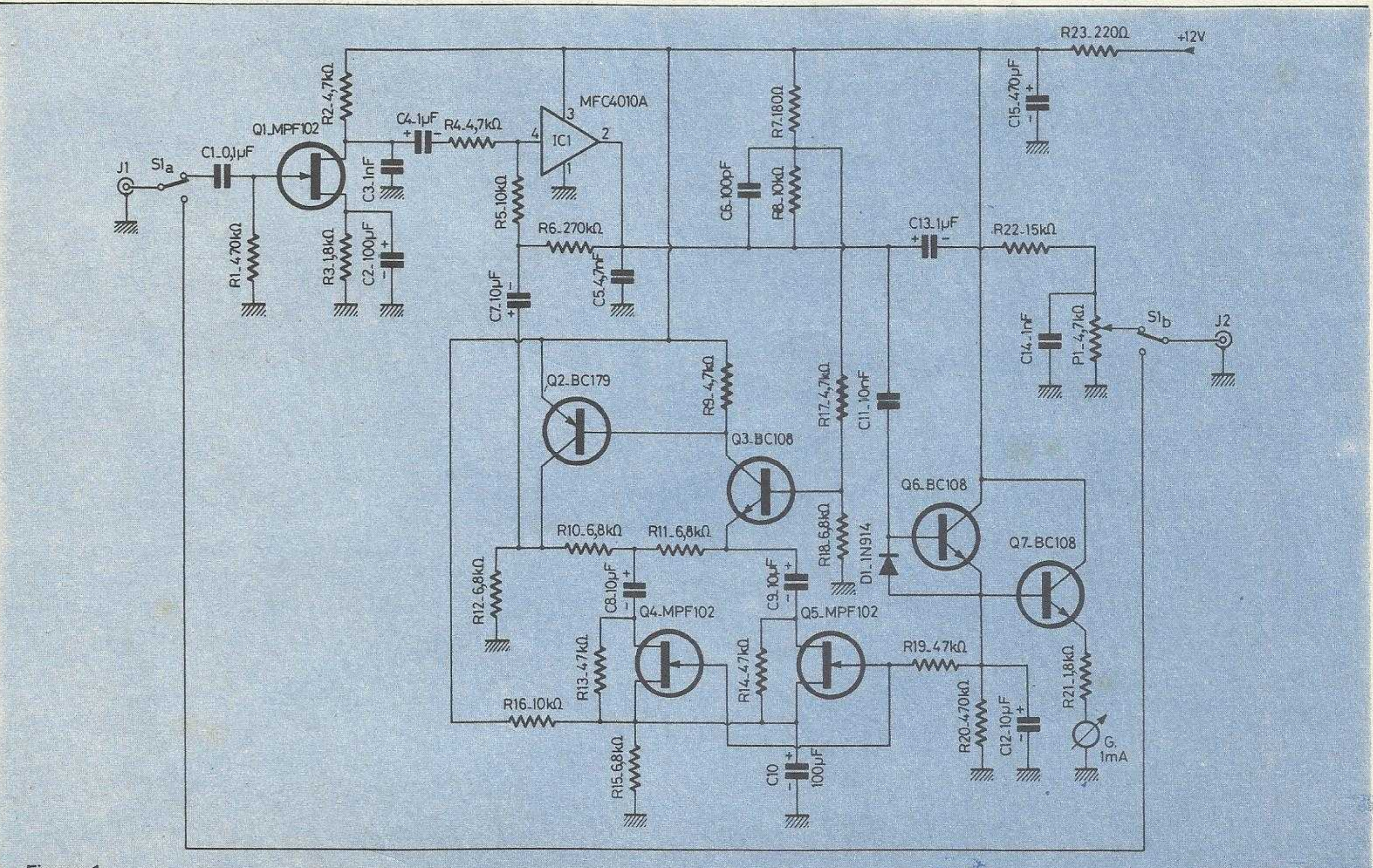


Figure 1

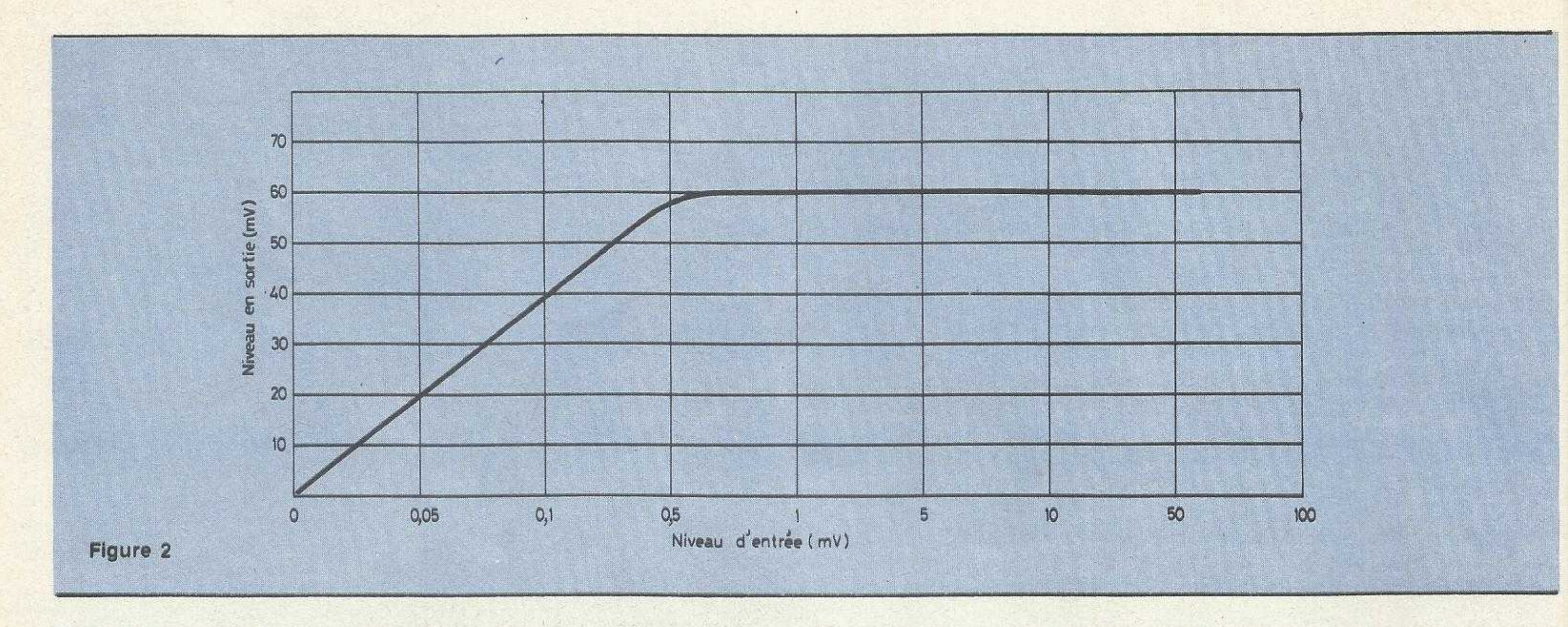


Figure 2

Entre drain et masse, est placé un condensateur de faible valeur C_3-1 nF afin de limiter la bande passante et éliminer les risques d'accrochages HF.

La modulation est prélevée sur le drain de Q_1 et transmise par un électrochimique C_4-1µF à la «pin» 4 d'un circuit intégré IC_1-MFC 4010 A. Ce condensateur C_4 est en série avec une résistance R_4-4,7 kΩ. IC_1 va amplifier le signal et le diriger vers le potentiomètre de réglage du niveau de sortie P_1-4,7 kΩ au travers des éléments C_{13}-1 µF et R_{22}-15 KΩ, éléments filtrant les fréquences élevées du registre sonore.

Par ailleurs, une fraction du signal BF de sortie est prélevée par le pont diviseur R_7-180 Ω et R_8-10 KΩ, puis est transmis à l'amplificateur composé des transistors Q_2-BC_{179} et Q_3-BC_{108}, circuit à gain variable inséré en contre-réaction en opposition de phase et disposé entre la sortie et l'entrée du circuit intégré IC_1 par l'intermédiaire du condensateur C_7-10 µF.

Le gain de l'amplificateur est variable grâce à l'emploi des transistors Q_2 et Q_3 disposés en série avec les condensateurs C_8-10 µF et C_9-10 µF et dont l'impédance dynamique varie en fonction de la tension de polarisation leur étant appliquée et provenant de la sortie de IC_1.

Le signal de commande prélevé par l'intermédiaire du condensateur C_{11}-10 nF est appliqué à la diode D_1-1N914 et au transistor Q_6-BC108, ensemble formant un redresseur. La tension continue variable obtenue est appliquée sur les portes des effets de champs Q_4 et Q_5-MPF102, ce qui provoque la variation de leur résistance interne.

Le réseau R_{20}-470 kΩ et C_{12}-10 µF détermine la constante de temps de retour au repos du système. Avec R_{20}-470 kΩ on a un délai de 0,2 seconde.

Le transistor Q_7-BC108 sert d'amplificateur de courant continu pour le galvanomètre G ayant une sensibilité de 1 mA, indicateur de l'entrée en action et de l'efficacité de la compression.

Pour un signal d'entrée passant de 0 à 0,4 mV, le signal de sortie passe de 0 à 60 mV. Pour toute augmentation supérieure à 0,4 mV le système de compression entre en action et nivèle l'amplitude du signal de sortie à 60 mV **(voir figure 2)**.

L'alimentation de ce module s'effectue en + 12 volts, tension que l'on peut prélever sur un magnétophone, ou réalisée avec une pile ou un ensemble de piles.

Réalisation de la maquette

a) Le coffret

Le coffret utilisé est fabriqué par la Sté Opelec ; ses dimensions sont de 90×60×30 mm.

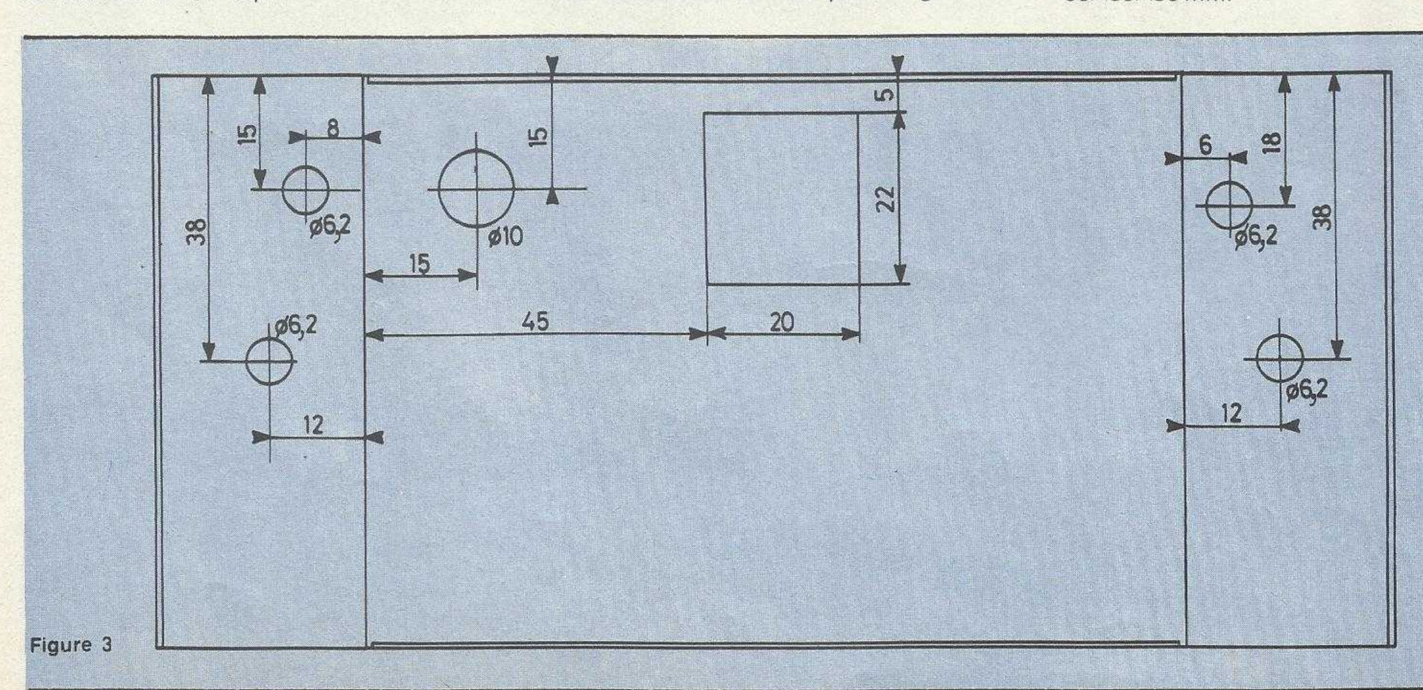


Figure 3

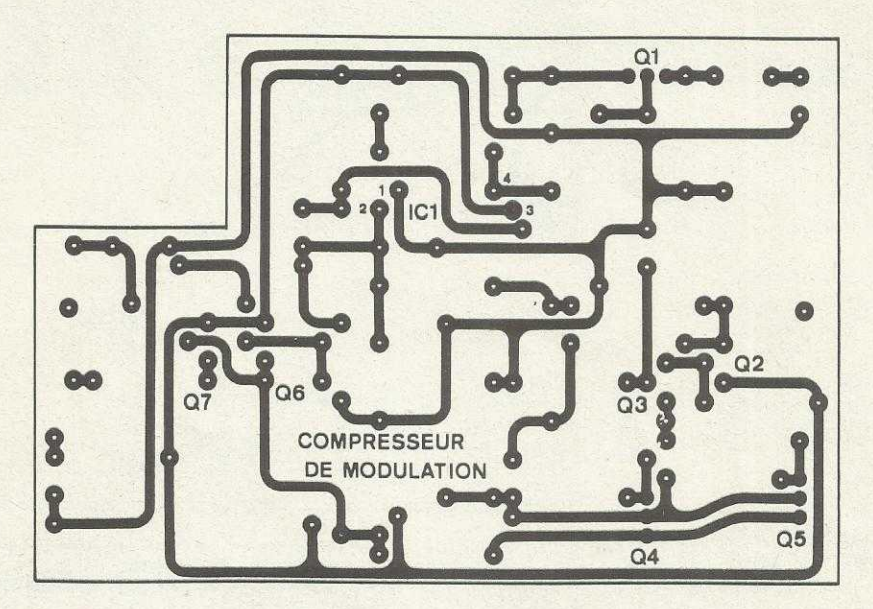


Figure 4

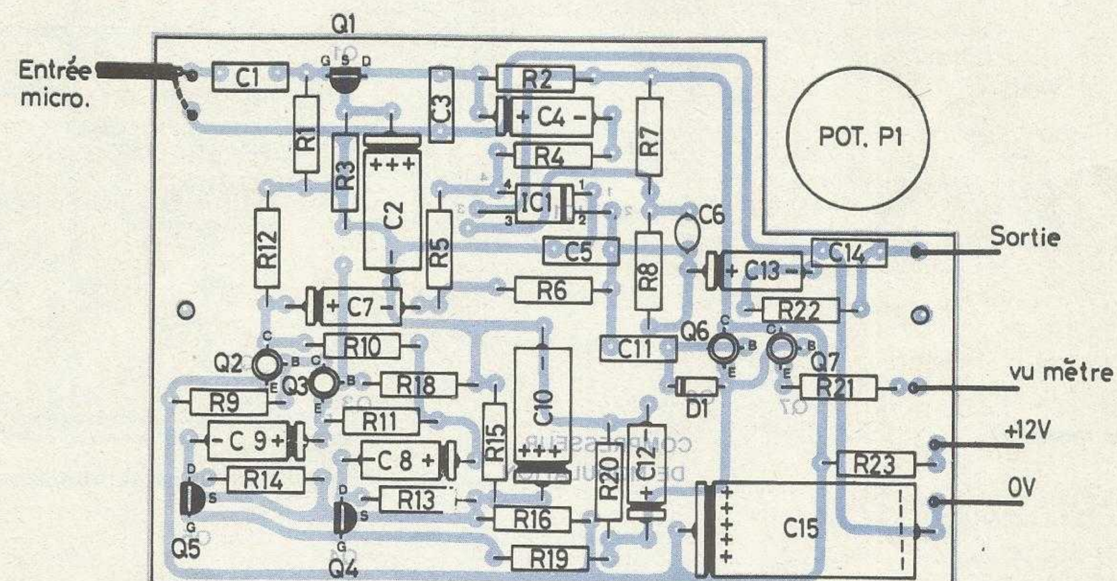
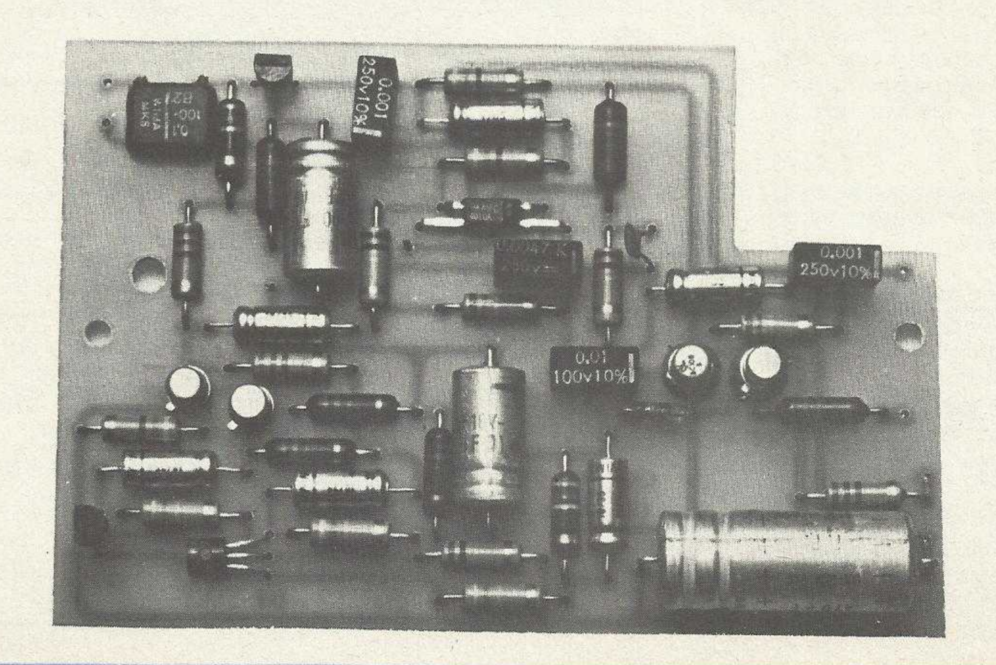


Figure 5



La **figure 3** donne les indications nécessaires pour les perçages et la découpe.

Il est à noter que les cotes ont subi un pliage arrière à 90°.

b) Le circuit imprimé

Le dessin du circuit imprimé est proposé aux lecteurs **à l'échelle 1** à la **figure 4**.

Les liaisons ne sont pas trop nombreuses, ce qui facilite la réalisation d'une telle plaquette.

Le CI est gravé sur un morceau de verre époxy ou de bakélite aux dimensions de 107×72 mm, avec une découpe de 25×25 mm.

La majorité des pastilles ont un ∅ de 2,54 mm et les liaisons sont établies avec de la bande ayant une largeur de 1,27 mm.

Tous les perçages sont à effectuer avec un foret ayant un ∅ de 1 mm. On reprendra ensuite les 2 trous destinés à la fixation du module avec un foret de ∅ 3,2 mm.

Le circuit gravé et percé, on desoxyde les pistes cuivrées en les frottant doucement avec un tampon Jex. Cette opération facilitera le câblage du module par une meilleure adhérence de la soudure et évitera de griller les transistors ou le circuit intégré en les surchauffant.

c) Le câblage du module

Le plan de câblage nous est indiqué à la **figure 5**. Tous les composants étant repérés par leur symbole électrique, il suffit de se reporter à la nomenclature pour connaître la valeur nominale de chacun.

On commencera par souder toutes les résistances, puis les condensateurs électrochimiques par valeur nominale croissante (C_4-C_{13}-C_7-C_8-C_9-C_{12}-C_2-C_{10}-C_{15}).

On poursuit ensuite avec les condensateurs au plastique métallisé pour terminer par les semiconducteurs.

Bien veiller à l'orientation des composants polarisés (transistors, diodes, condensateurs chimiques).

Sur cette figure, on a indiqué les différentes liaisons à effectuer avec les composants extérieurs au module, mais il ne faut pas en tenir compte dans l'immédiat.

Le module câblé et vérifié, on peut dissoudre la résine des points de soudure avec du trichloréthylène. On pulvérise ensuite une couche de vernis afin que les pistes cuivrées ne se réoxydent pas.

Figure 6

Figure 7

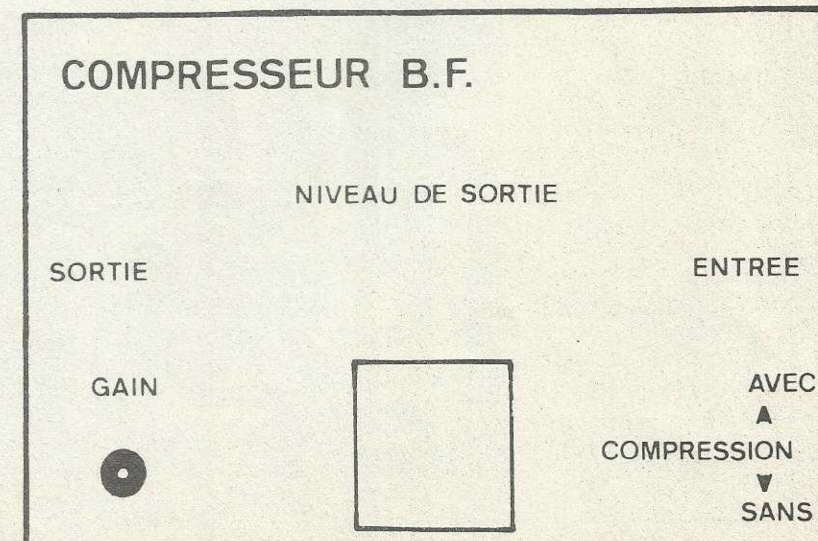


Figure 8

d) **Câblage des composants extérieurs au module**

On se référera à la **figure 6**.

Après avoir mis en place les 2 jacks miniatures, le potentiomètre et le commutateur double inverseur, on établit les différentes liaisons avec, soit du câble blindé, soit du fil de câblage ordinaire.

Les liaisons repérées (de 1 à 7) permettront de raccorder ces composants extérieurs au module.

Le galvanomètre ne doit pas être fixé tout de suite au boîtier (fils 6 et 7).

Ne pas oublier le strap sur le commutateur S1.

Interconnexions du module

Avant toute chose, il faut coller sur le CI coté composants, deux écrous pour visserie de 3 mm, les deux écrous permettront la fixation du module au boîtier.

Il suffit pour cela de bloquer aux deux emplacements de la fixation du module deux vis de 3 mm. On dépose ensuite une goutte de colle (genre cyanolit) contre les écrous et on laisse sécher. En enlevant les vis, les écrous doivent rester collés.

On engage ensuite le module dans le boîtier et on établit les liaisons conformément à la **figure 7** et à la **figure 6**.

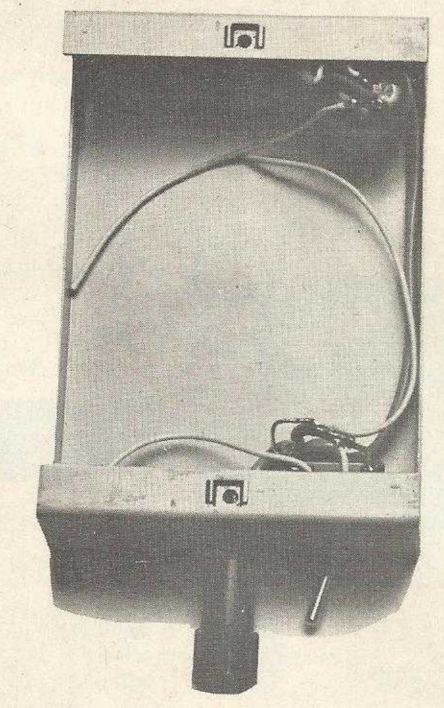
Ne pas oublier de souder la résistance R_{17}.

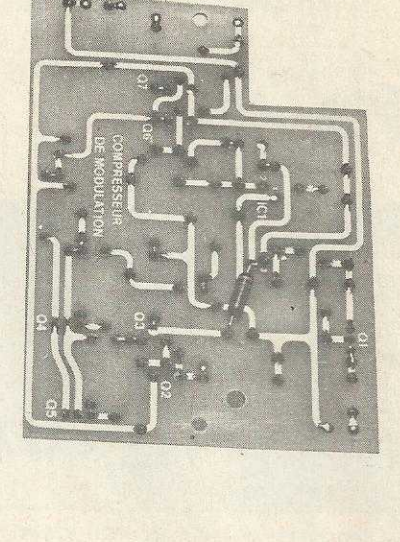
La **figure 8** donne une indication pour la réalisation d'une face avant portant les inscriptions des différentes fonctions de ce compresseur. Cette face avant est à coller contre le boîtier, elle est d'autre part maintenue par l'écrou du potentiomètre.

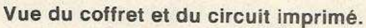
C'est seulement après avoir collé cette face avant que l'on fixe le galvanomètre, qui est lui-même maintenu par collage. On soude ensuite les liaisons 6 et 7 au module.

Il ne reste plus qu'à remettre en place la platine arrière du boîtier, les vis doivent être suffisamment longues pour se visser dans les deux écrous collés sur le module et maintenir celui-ci à l'intérieur du coffret.

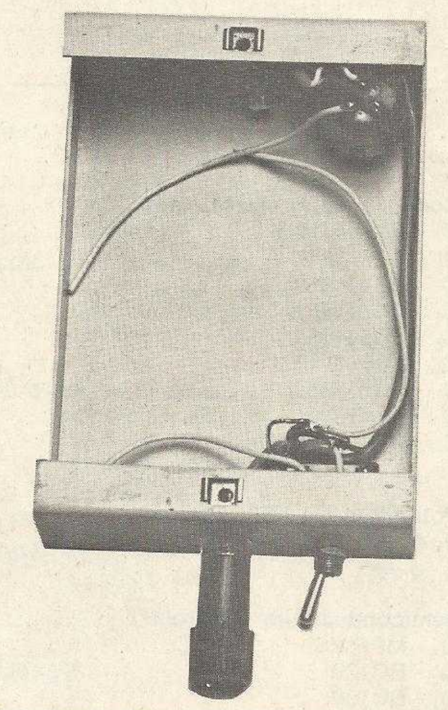
Il n'y a aucun réglage à effectuer, le module doit fonctionner dès la mise sous tension.







Vue du coffret et du circuit imprimé.



Vue du coffret et des élements du câblage sur le CI.

Caractéristiques du compresseur

Gamme de compression : $>$ 45 dB

Courbe de réponse : linéaire de 20 Hz à 20 kHz

Distorsion harmonique : 0,1 % en zone linéaire
1,5 % max. en zone de compression

Impédance d'entrée : 470 kΩ

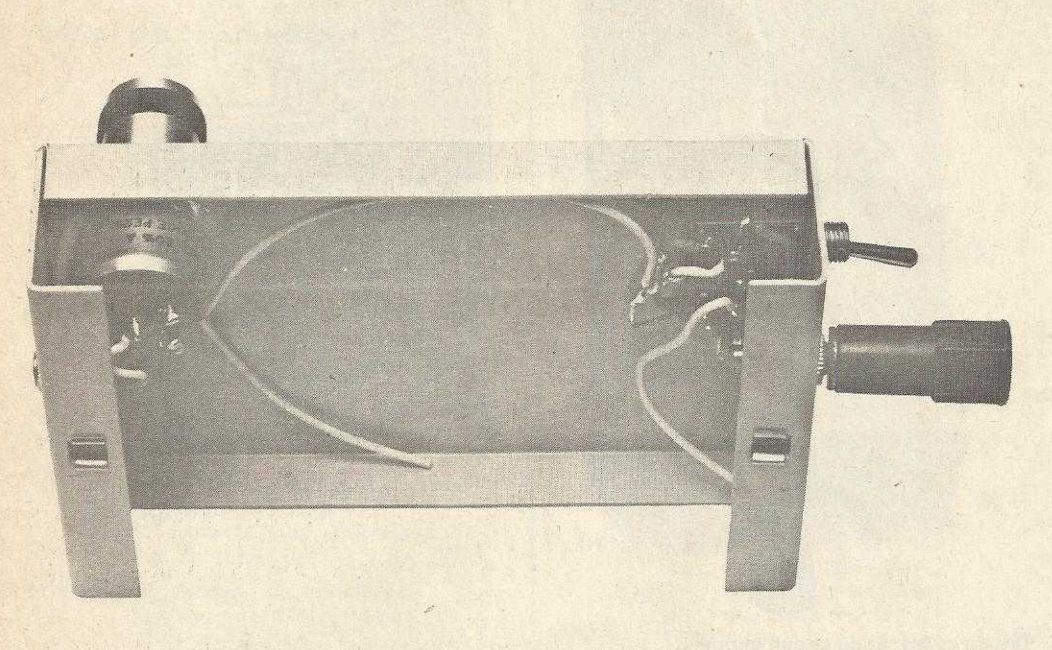
Impédance de sortie : 4,7 kΩ

Temps de réponse : $\leqslant$ 0,1 ms pour 20 dB de variation à 10 kHz

Alimentation : 12 volts

Seuil de compression : 0,4 mV

Amplitude du signal de sortie max. : 60 mV



Vue du coffret.

Nomenclature des composants

Résistances à couche + 5 % - 0,5 W

R_1 - 470 kΩ
R_2 - 4,7 kΩ
R_3 - 1,8 kΩ
R_4 - 4,7 kΩ
R_5 - 10 kΩ
R_6 - 270 kΩ
R_7 - 180 Ω
R_8 - 10 kΩ
R_9 - 4,7 kΩ
R_{10} - 6,8 kΩ
R_{11} - 6,8 kΩ
R_{12} - 6,8 kΩ
R_{13} - 47 kΩ
R_{14} - 47 kΩ
R_{15} - 6,8 kΩ
R_{16} - 10 KΩ
R_{17} - 4,7 kΩ
R_{18} - 6,8 kΩ
R_{19} - 47 kΩ
R_{20} - 470 kΩ
R_{21} - 1,8 kΩ
R_{22} - 15 kΩ
R_{23} - 220 Ω

Condensateurs non polarisés

C_1 - 0,1 μF/63 V
C_3 - 1 nF/100 V
C_5 - 4,7 nF/100 V
C_6 - 100 pF céramique
C_{11} - 10 nF/100 V
C_{14} - 1 nF/100 V

Condensateurs électrochimiques

C_2 - 100 μF/16 V
C_4 - 1 μF/63 V
C_7 - 10 μF/35 V
C_8 - 10 μF/35 V
C_9 - 10 μF/35 V
C_{10} - 100 μF/16 V
C_{12} - 10 μF/35 V
C_{13} - 1 μF/63 V
C_{15} - 470 μF/25 V

Potentiomètre PE25 Sfernice,
P_1-4,7 kΩ lin.

Semiconducteurs Motorola

Q_1 - MPF 102
Q_2 - BC179
Q_3 - BC108
Q_4 - MPF102
Q_5 - MPF102
Q_6 - BC108
Q_7 - BC108
IC_1 - MFC 4010 A
D_1 - 1 N 914

Double **inverseur** miniature

2 **Jacks** miniatures mâle + femelle

1 **Galvanomètre** 1mA ■

Si vous avez des suggestions... ou des critiques à nous formuler, écrivez-nous. Notre revue est aussi la vôtre.

idées

MONTAGES à circuits intégrés

Générateur d'impulsions avec le circuit LM 324

Il s'agit du LM 324 fabriqué par **National Semiconductor.** Dans un seul boîtier sont montés quatre amplificateurs opérationnels identiques et indépendants, sauf en ce qui concerne leur alimentation qui est unique, avec le négatif à la masse.

Le LM 324 est monté dans un boîtier rectangulaire à 14 broches de forme habituelle. Il peut être soudé directement ou monté sur support.

Voici à la **figure 1** le schéma de branchement du LM 324, indiquant également sa composition intérieure.

Chaque amplificateur est représenté comme un triangle dont les entrées sont marquées + et — ce qui signifie :
entrée + = entrée non-inverseuse,
entrée — = entrée inverseuse,
donc rien à voir avec les + et — d'alimentation.

La sortie de chaque amplificateur est au sommet opposé aux entrées. On a désigné par 1 à 4, les amplificateurs qui se branchent comme indiqué sur la figure. Par exemple pour l'amplificateur 2 :
— entrée non inverseuse point 5,
— entrée inverseuse point 6,
— sortie point 7.

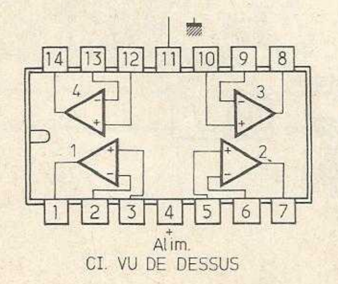


Figure 1

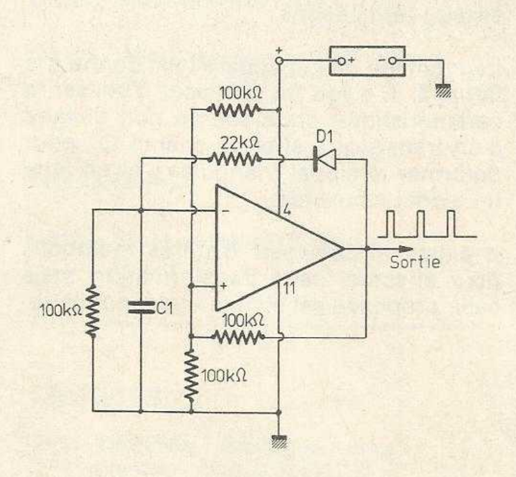


Figure 2

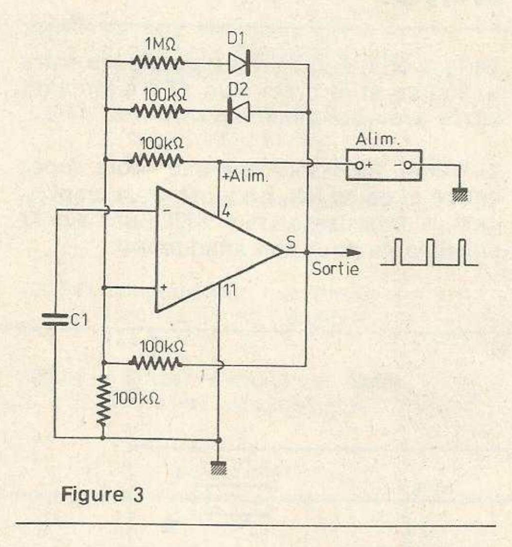


Figure 3

L'alimentation commune est à connecter avec le + au point 4 et le —, (et masse) au point 11. Elle peut être comprise entre 3 V et 30 V, une bonne valeur étant de 9 ou 10 V, ou encore 5 ou 5,5 V pour l'association avec un CI de la famille des TTL.

A la **figure 2,** on donne le schéma d'un générateur d'impulsions. En utilisant, par exemple l'élément 4, l'entrée + sera au point 12, l'entrée —, au point 13 et la sortie au point 11.

Avec les valeurs indiquées sur le schéma, la fréquence sera de 600 Hz environ, avec une durée de 600 μs pour les impulsions positives obtenues à la sortie.

Si l'alimentation est de 10 V, l'amplitude du signal de sortie sera de 8,5 V crête à crête.

La fréquence se modifie avec la tension d'alimentation. Si celle-ci est constante, on pourra obtenir des signaux à d'autres fréquences en faisant varier C_1 :

Pour f = 600 Hz, C_1 = 10 nF,

f est inversement proportionnelle à C_1. Par exemple, si f = 1800 Hz, donc 3 fois plus grande, C_1 sera 3 fois plus petite : c'est-à-dire 3,33 nF.

Remarquons que la réalisation de ce montage ne nécessite que cinq résistances, un condensateur et une diode 1N 914. La réaction est réalisée avec la résistance de 100 kΩ reliant la sortie à l'entrée non inverseuse.

Le montage de la **figure 3** comporte deux diodes 1N 914 et fonctionne également sur 10 V.

On obtient les résultats suivants d'après les valeurs de C_1.

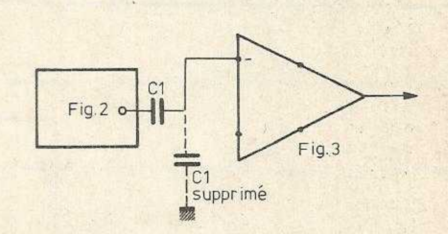


Figure 4

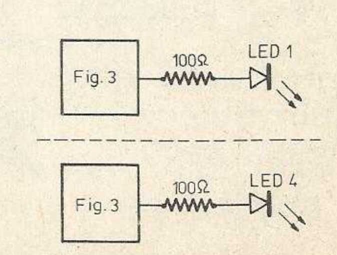


Figure 5

C_1	f	t
0,1 µF	200 Hz	25 ms
10 nF	2 kHz	2,5 ms
1 nf	20 kHz	250 µs
100 pF	200 kHz	25 µs

En adoptant ce montage on pourra réaliser par exemple, un appareil expérimental aux applications suivantes :

1° Quatre générateurs indépendants réglés sur des fréquences différentes, par exemple celles indiquées plus haut. On pourra si on le désire commuter les sorties.

2° Deux générateurs réalisés chacun en montant le circuit de la figure 2 suivi de celui de la figure 3, la liaison s'effectuant avec un condensateur C_1 remplaçant le C_1 relié à la masse.

Le montage est indiqué à la **figure 4.**

On pourra alors, en choisissant des valeurs différentes de la fréquence, obtenir un générateur à double périodicité utilisable en synthèse, division de fréquence, musique, etc. En optoélectronique, on appliquera le montage de la figure 3 pour l'attaque et l'allumage des diodes LED comme indiqué à la **figure 5** pour quatre circuits à fréquences différentes choisies parmi des fréquences bases, avec C_1 compris entre 0,2 et 1 µF.

Avec des LED de couleurs différentes, on réalisera un appareil publicitaire ou de démonstration, en vitrine.

Ces montages ont été décrits par FOREST M. MINS dans POPULAR ELECTRONICS de décembre 1975, page 105.

Convertisseur de signaux triangulaires en signaux sinusoïdaux

Avec l'appareil qui sera décrit, on obtiendra des signaux sinusoïdaux à partir de signaux triangulaires, dans une large bande BF. Cet appareil servira dans de nombreuses applications : mesures, essais, vérifications.

Le montage de cet appareil est donné à la **figure 6.** Il s'agit en principe, d'utiliser la caractéristique drain-source non linéaire d'un transistor à effet de champ Q_3, pour déformer le signal triangulaire et en faire un signal sinusoïdal.

Il existe évidemment d'autres méthodes pour effectuer cette transformation, mais celle proposée est simple et économique.

Principe

La tension triangulaire est appliquée entre la source et le drain d'un FET à jonction après avoir été amplifiée.

Le canal drain-source a une faible impédance et de ce fait, on a prévu un amplificateur fournissant au FET, un signal convenable pour son attaque.

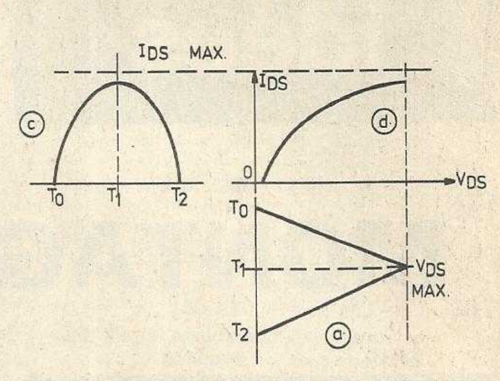


Figure 7

On peut voir, à la **figure 7**, en **(a)**, le signal triangulaire qui passe par zéro aux temps T_0 et T_1 et par le maximum V_{DS} MAX, au temps T_1, avec $T_1 - T_0 = T_2 - T_1$. Cette tension parfaitement symétrique est appliquée entre la source et le drain. La courbe $I_{DS} - V_{TS}$ du FET est indiquée à la **figure 7 (b)**. Cette forme est très proche de celle d'une portion de sinusoïde.

De ce fait, le courant de sortie du FET aura la forme sinusoïdale. Ce courant passe par la résistance de source R_{10} et la tension sinusoïdale peut être prélevée à ses bornes.

Il faut évidemment «placer» dans le temps, et régler en amplitude, le signal triangulaire, afin que la transformation se fasse correctement et l'on obtienne la forme sinusoïdale.

L'amplitude sera réglée avec R_6.

A noter qu'une alternance négative du signal triangulaire correspondra à une alternance positive du signal sinusoïdal.

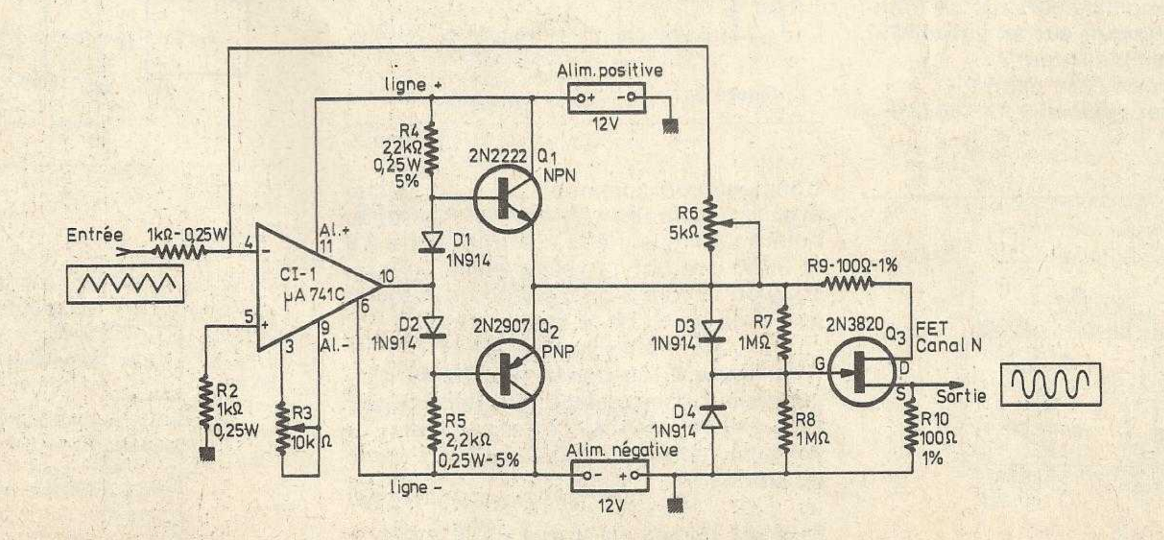


Figure 6

Le schéma et les performances

A la **figure 6**, on donne le schéma complet du convertisseur. On trouve à l'entrée un circuit intégré μA 741-C, monté en amplificateur opérationnel. Le signal triangulaire est transmis par R_1 à l'entrée inverseuse point 4, tandis que l'entrée non inverseuse, point 5, est reliée à la masse par R_2.

L'alimentation de ce CI exige deux sources, l'une « positive » avec le — à la masse et le + au point 11 du CI, l'autre « négative » avec le + à la masse et le — au point 6 du CI.

Avec R_3 on règlera la valeur de la composante continue du signal triangulaire. Ce réglage permettra d'appliquer le signal triangulaire au niveau convenable à l'entrée du FET.

Grâce à l'amplificateur opérationnel CI — 1, la sortie point 10 donnera le signal sur faible impédance, nécessaire pour attaquer l'étage Q_1 - Q_2.

Le FET Q_3 du type 2N 3820 est, comme le CI, de la marque Fairchild. Les transistors Q_1, Q_2 et les diodes sont des modèles courants. Remarquons que Q_2 du type 2N 2907 est un PNP, le 2N 2222 étant un NPN.
Grâce aux résistances R_2 et R_{10}, on produit des contre-réactions qui réduisent la distorsion harmonique du signal sinusoïdal obtenu à la sortie.

Les diodes D_3 et D_4 permettent la commutation sur la grille pendant le changement de la polarité du signal.

Grâce à ces procédés, la distorsion harmonique est inférieure à 2 %. Le signal peut être examiné sur l'écran d'un tube cathodique.

Il faut toutefois que le signal triangulaire d'entrée soit d'amplitude constante et symétrique par rapport à la masse.

La mise au point peut s'effectuer à l'oscilloscope. On commencera par ajuster le convertisseur pour obtenir l'amplitude nécessaire du signal triangulaire en réglant R_6 jusqu'à ce que la tension de sortie « sinusoïdale » apparaissant sur l'écran soit arrondie à peine, aux maxima et aux minima.

Ensuite, on règlera la commande de niveau du continu, R_3 de 10 kΩ, afin d'obtenir la symétrie entre les portions positives et négatives du signal de sortie.

L'amplitude sera, ensuite, réglée à nouveau avec R_6. Il y a une limite de la fréquence supérieure du signal qui est de l'ordre de 10 kHz en raison de l'emploi du CI μA 741-C.

En essayant d'autres CI il doit être possible d'augmenter la valeur de cette limite, à plus de 10 kHz.

Remarquons l'absence de tout condensateur dans ce montage.

Référence FIELD EFFECT TRANSISTOR CONVERT TRIANGLES TO SINES par WILLIAM E. PETERSON (Electronics Vol. 43 n° 18, page 69).

Alimentation sur 110 à 220 V sans commutation du secteur

On donne à la **figure 8**, le schéma de cet appareil qui se distingue par le fait qu'il peut être branché à un secteur altenatif 50 à 60 Hz, dont la tension efficace est comprise entre 110 V et 220 V **sans qu'il y ait rien à commuter.**

Cela revient à considérer ce montage comme un régulateur à gamme extrêmement étendue.

La principale application pour laquelle cette alimentation a été étudiée et réalisée, est la charge d'accumulateurs au Ni - Cd. La puissance fournie, est de 5 à 10 W. On obtiendra à la sortie, sur R_L, 15 V sous un courant dont le maximum est de 0,5 A, ce qui correspond à 15 . 0,5 = 7,5 W maximum. Cette alimentation très originale est proposée par **Siemens.** Elle est décrite dans la revue **Siemens : Components Report**, Vol. X, 5/75 de décembre 1975, page 150-151, son auteur étant **Hermann Elchinger.**

Les avantages de cette alimentation sont les suivants :
1° Large gamme de tensions d'entrée : 110 à 220 V, 50 à 60 Hz sans aucune commutation.
2° Transformateur de petites dimensions fonctionnant à une fréquence élevée (16 KHz) donc réalisable avec un encombrement et poids réduits, comparativement à un transformateur pour 50 ou 60 Hz.
3° Isolation galvanique entre le circuit relié au secteur et celui relié à l'utilisation.
4° Emploi d'un circuit intégré TDB 0566A (version Siemens du double temporisateur 566) servant d'oscillateur et de régulateur.

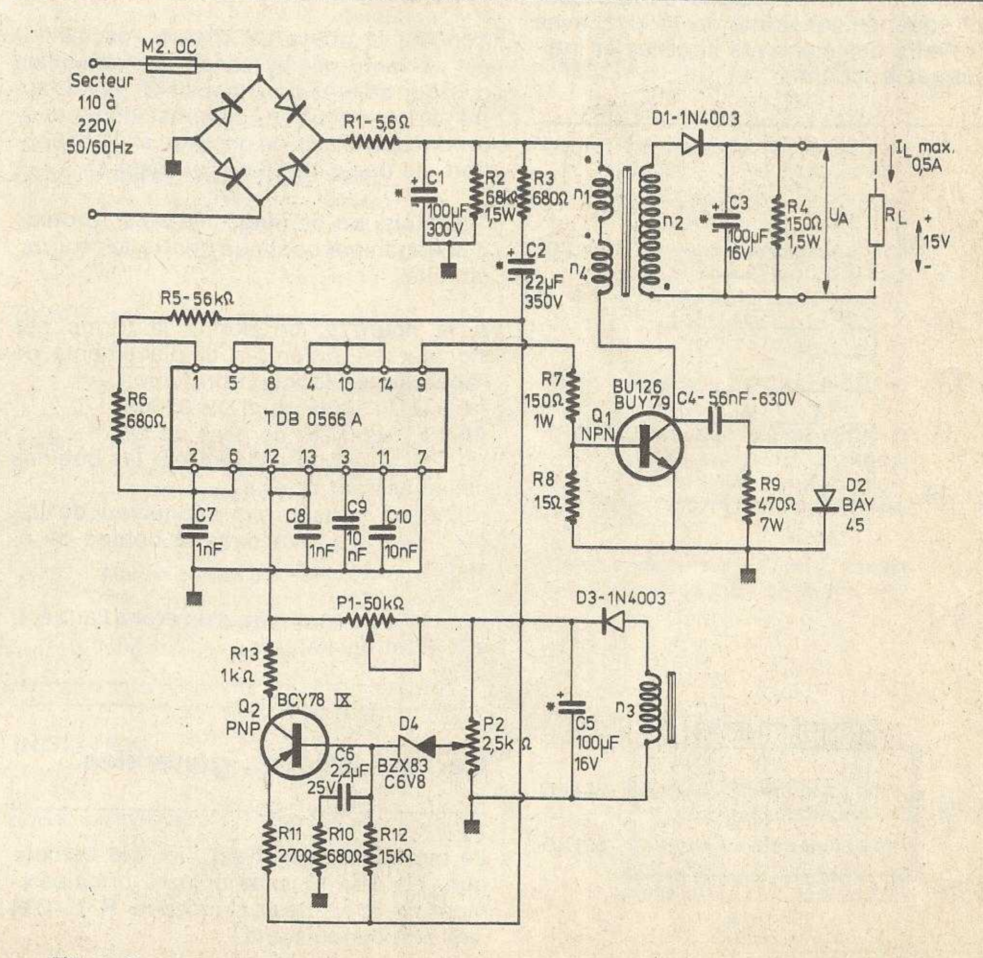


Figure 8

L'appareil est du type à commutation. Il comporte un oscillateur blocking. Il comprend les parties suivantes : un redresseur de la tension du secteur, un étage à transistor de puissance, un transformateur, un oscillateur avec régulation.

Principe du fonctionnement

La tension du secteur est appliquée à un pont. Elle est filtrée et appliquée périodiquement au transformateur, par l'intermédiaire du transistor de commutation Q_1. La durée d'application de la tension redressée au transformateur est t_1, indiquée sur la **figure 9c.** L'enroulement primaire du transformateur se compose de deux parties montées en série et dont le nombre des spires est n_1 et n_4 comme indiqué sur le schéma.

La fréquence d'oscillation et le rapport cyclique, donc, par voie de conséquence, t_1, sont déterminés par le fonctionnement du circuit oscillateur réalisé avec le CI, TDB 556A.

On a établi l'oscillateur en connectant une section du CI comme multivibrateur astable. Celui-ci fournit un signal à impulsion, à la fréquence constante de 16 kHz, avec les valeurs des éléments choisies et indiquées sur le schéma.

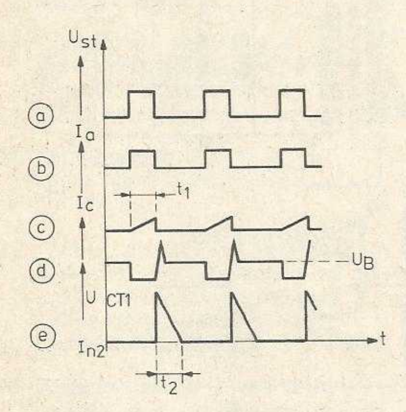


Figure 9

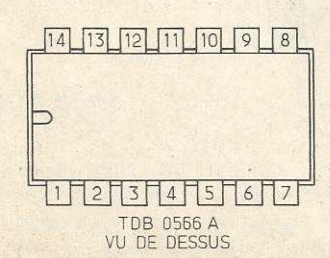


Figure 10

A la **figure 10,** on donne le brochage du CI vu de dessus. Le signal à impulsions est appliqué à l'autre élément du CI, monté en multivibrateur monostable. C'est ce dernier qui détermine la durée t_1.

Le monostable commande directement le transistor de commutation Q_1.

Durant la période partielle t_1, le courant croît linéairement dans l'enroulement primaire.

La diode D_1 est alors bloquée, ce qui correspond au courant $I_{n2} = 0$ (voir la **figure 9 (e).**

Par la suite, le transistor Q_1 est bloqué et D_1 devient conductrice. L'énergie emmagasinée dans le transformateur pendant le temps t_1 est transmise au secondaire. La pointe de tension apparaissant sur le collecteur du transistor Q_1 est réduite par C_4, D_2 et R_9, ce qui protège ce semi-conducteur.

En faisant varier t_1 on pourra obtenir la régulation de la tension du secteur et celle du courant de la charge R_L.

La valeur convenable est atteinte grâce à l'enroulement n_3 qui alimente l'oscillateur.

Une partie de la tension instantanée est comparée avec la tension provenant de la diode D_4.

Pendant la phase de départ, l'oscillateur est alimenté par la tension provenant du diviseur de tension capacitif C_2 - C_3. D'autre part, le circuit RC composé de R_{10} et C produit les temps de passage à la conduction, de durée t_1, ce qui protège Q_1.

Toutefois, ce montage n'est pas protégé d'une manière continue contre les courts-circuits.

A la **figure 9**, on donne la forme des signaux en différents emplacements de l'appareil, en fonction du temps :
(a) : U_{st} : signal du TDB 0566A,
(b) : I_a : courant de base de Q_1,
(c) : I_e : courant passant par les bobines désignées par n_1 et n_4,
(d) : U_{cT1} : tension sur le collecteur de Q_1,
(e) : I_{n2} : courant dans la bobine de n spires.

Les temps de passage d'un état à l'autre, t_1 et t_2 sont ajustables.

Caractéristiques générales

Le montage décrit n'est pas très compliqué, mais sa réussite dépend principalement du choix des composants R, C, L et des semiconducteurs.

L'élément le plus important est le transformateur-oscillateur, ce transformateur peut être réalisé avec des éléments de chez Siemens. Le noyau est en Siferit.

Nombre des spires : n_1 = 127 spires, fil de 0,3 mm cuivre verni deux diélectriques ;
n_3 = 17 spires même fil ;
n_4 = 127 spires même fil.

Le pont de diodes redresseuses G_1 est du type B 1240 - B 250 C 1000/700.

Sur le schéma, les condensateurs électrolytiques sont marqués d'une étoile. La polarité sera respectée au montage.

Composants

Tension du secteur : 110 à 220 V.
Consommation : 18 VA.
Tension de sortie U_0 : + 15 V.
Courant maximum de sortie : 0,5 A.
Tension de ronflement maximal : 500 mV c. à c. pour le courant maximal de sortie.
Variation de la tension de sortie de 110 V à 220 V : ± 2,5 %.
Variation de courant, de 0,3 à 0,5 A : ± 5 %.
Fréquence d'oscillateur : 16 kHz.
Température de fonctionnement : 0 à 70 °C.

Les semi-conducteurs opto-électroniques

Rappel

Dans le premier article consacré à la technologie optoélectronique, on a donné des indications sur les diodes luminescentes LED avec des tableaux des caractéristiques et des exemples de diodes de ce genre. On a également indiqué les courbes de sensibilité en fonction de la longueur d'onde des radiations (lumineuses ou infrarouges proches) et les diagrammes de rayonnement en fonction de l'angle α.

Les LED et les réseaux de LED ne sont pas les seuls dispositifs de transformation d'énergie électrique en énergie lumineuse.

Citons parmi ces transformateurs d'énergie, les cristaux liquides utilisables comme afficheurs et dont des exemples d'application sont les petites calculatrices électroniques et divers appareils à affichage numérique.

Ces composants ainsi que ceux inclus dans les coupleurs optoélectroniques, seront traités par la suite, après avoir passé en revue les cellules et les transistors optoélectroniques.

Commençons avec la cellule BPW12 fabriqués par « Telefunken ». Des caractéristiques d'autres cellules et photodiodes seront également indiquées. La première figure du présent article est la **figure 10.**

La cellule BPW 12

La transformation d'énergie, lumière en signal électrique est utilisée principalement, avec cette cellule PN au silicium, dans la commande électronique et les circuits de commande. La BPW 12 se caractérise par un boîtier hermétique dont l'aspect et les dimensions sont donnés à la **figure 10 A**, sur laquelle on remarquera la fenêtre plane, ainsi que le rebord qui réduit l'angle de rayonnement.

Le symbole schématique est comme celui d'une batterie, avec les pôles + et —. Bien entendu, les flèches indiquant le sens de propagation de la lumière, sont orientées vers la cellule photovoltaïque.

Cette cellule est sensible à la lumière « visible » et à l'infrarouge proche. Elle peut être utilisée comme barrière lumineuse avec une optique additionnelle. Telle quelle, l'angle de demi-sensibilité est $\alpha = 70°$.

Le fil — est connecté au boîtier métallique. L'embase est du type Jedec TO 18 = DIN 18 A2.

A la **figure 11** on donne le schéma du montage de mesures des temps de montée et de descente : $t_r = t_f = 3\,\mu s$, valeur très favorable pour des applications à commutation rapide.

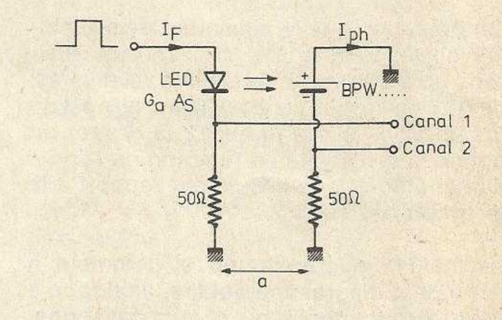


Figure 11

Le principe de cette mesure est identique à celui adopté pour les LED et l'opération nécessite un oscilloscope à deux canaux : canal 1 : entrée en haut et à droite (signal d'entrée) et le canal 2 : entrée en bas et à droite (signal de la cellule).

Pour l'oscilloscope : $R_L = 1\,M\Omega$, $C_L = 20\,pF$.

Le courant I_{ph} de la cellule sera réglé à $100\,\mu A$ en faisant varier la distance « a » entre les deux fenêtres des composants optoélectroniques du montage.

Voici à la **figure 12** à gauche, une courbe donnant en ordonnées la **sensibilité relative** s (λ) REL définie par la relation :

$$s(\lambda)REL = \frac{s(\lambda)}{s(\lambda p)}$$

en fonction de la longueur d'onde λ de la radiation (ou de la lumière), en nanomètres (en abscisses).

La valeur de λp est celle qui correspond à la sensibilité la plus grande qui, dans le cas présent, est par définition égale à $s(\lambda)REL = 1$.

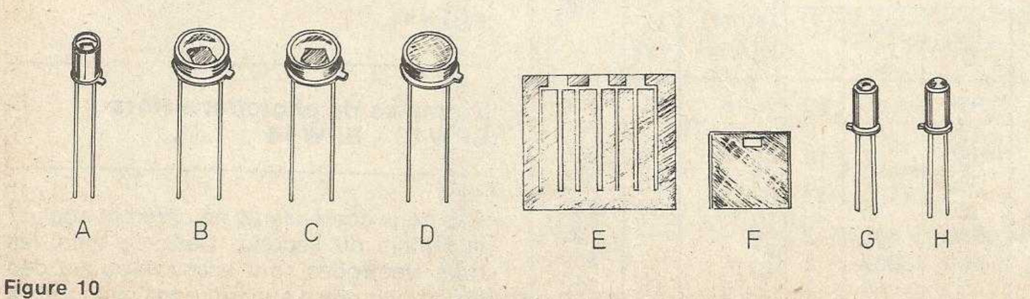
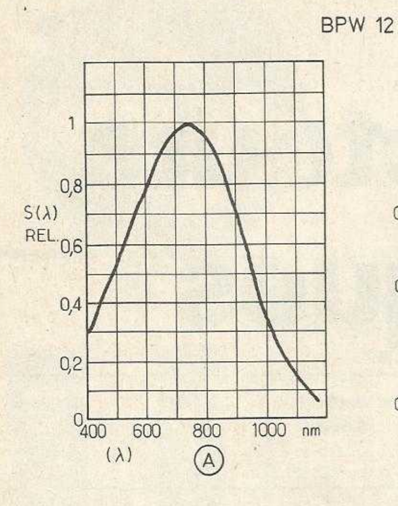


Figure 10



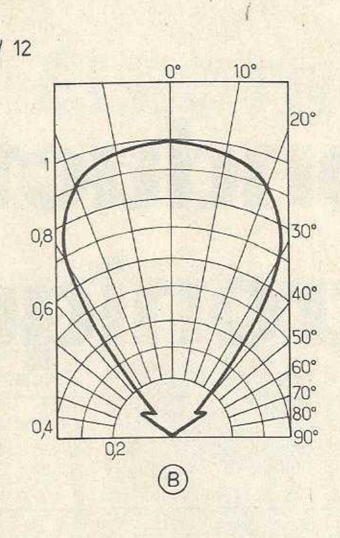


Figure 12

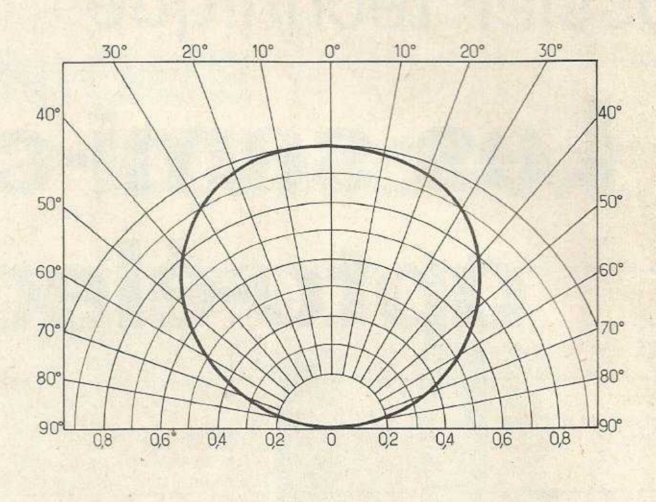


Figure 13

On peut voir que le maximum de sensibilité correspond à $\lambda = \lambda p = 750$ nm environ ; qu'à 400 nm la sensibilité relative est de 0,27 environ et qu'à 1 000 nm, elle est de 0,3 environ. Sur la **figure 12** (à droite) on donne la sensibilité en fonction de l'angle d'orientation de la cellule par rapport à la direction des rayons.

Le maximum correspond évidemment à $\alpha = 0$ et le diagramme polaire, analogue à celui d'une antenne ou d'un microphone, est symétrique.

On constatera que la sensibilité relative varie peu dans un angle de $\pm 20°$. Ainsi, à $\pm 20°$ la sensibilité est encore de 0,9 et à $\pm 30°$, de 0,8.

La sensibilité relative s REL se définit comme la précédente :

$$sREL = \frac{s(\lambda)}{s(\alpha = 0)}$$

ce qui donne encore sREL = 1 pour la position la plus favorable du composant optoélectronique considéré.

A noter également la BPY 70 à présentation différente avec une surface active de 360 mm². Pour cette cellule $t_r = 14\,\mu s$ (montée) et t_f (descente) $= 7\,\mu s$.

A la **figure 13**, on donne le diagramme de sensibilité relative angulaire de la BPY 70. Le lobe est plus long grâce à la fenêtre de grande surface de cette cellule.

La courbe de sensibilité, en fonction de la longueur d'onde est analogue à celle de la figure 12 A avec, toutefois, un maximum à 850 nm.

Voici maintenant au tableau V ci-après, les caractéristiques essentielles de photodiodes et des cellules photovoltaïques Telefunken.

Phototransistors

Voici d'abord les caractéristiques principales de quelques phototransistors Telefunken.

On les donne au tableau VI, sur lequel on indique l'aspect de ces composants à la **figure 14.**

La diversité des caractéristiques physiques et électriques, permettra à l'utilisateur de trouver plus facilement le type qui convient dans une application particulière.

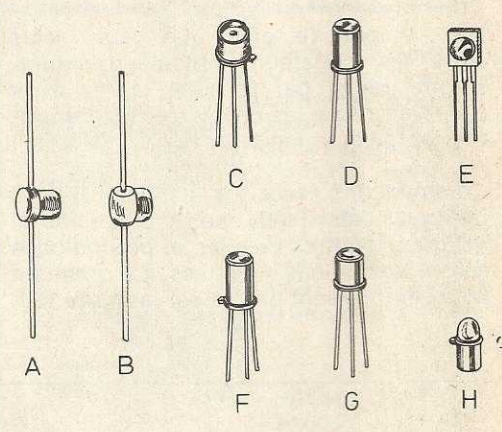


Figure 14

Exemples de phototransistors : BPW 13 - BPW 14

Ces deux composants ne diffèrent que par la lentille du second. Dans ce type, les trois électrodes sont accessibles par des fils individuels. La lumière est appliquée à la base. Considérons l'angle α.

TABLEAU V

Type	Boîtier analogue à	Figure	α	A (mm²)	U_0 et I pour E = 1 klx		U	s pour U_r		λp
					mv U_0	μA I_k	(V)	**s(nm)** (nA/lx)	U_r (V)	
BP W 12	TO 18	A	70°	3,8	350	15	50	18	20	850
BP W 20	TO 56	B	100°	7,5	430	35	10	33	5	700
BP W 21	TO 56	C	100°	7,5	380	7	10	7	5	565
BP W 21 M	TO 56	C	100°	7,5	380	7	10	7	5	565
BP W 24	TO 18	H	40°	0,64	380	35	50	45	20	900
BP W 35	sans boît.	F	120°	94	380	300	2	—	—	750
BPY 70	sans boît.	E	120°	360	400	3000	2	—	—	850
BPY 79	TO 18	G	30°	3,8	400	60	50	70	20	850
S 133 P	TO 56	D	1[illegible]	9	300	25	32	30	5	910

TABLEAU VI - Phototransistors

Type	Boîtier analogue	Figure 14	α degrés	Ic mA	s µA/lx	p nm	t µs	t µs
PBW 13	TO 18	C	80	50	0,4	780	1,6	1,7
BPW 14	TO 18	D	25	50	4	780	1,6	1,7
BPW 15	miniature	H	30	50	1	780	1,6	1,7
BPW 16	miniplast	A	80	50	0,4	780	1,6	1,7
BPW 17	miniplast	B	25	50	3	780	1,6	1,7
BPW 29	TO 92	E	30	100	40	780	3,2	3,4
BPW 30	TO 18	D	25	25	300	780	—	—
BPX 37	TO 18	F	10	50	6	780	1,6	1,7
BPX 99	TO 52	G	25	500	300	800	80	60

pour le BPW 13, $\alpha = 80°$
pour le BPW 14, $\alpha = 25°$
la différence étant due, évidemment, à la lentille du BPW 14.

Le collecteur est connecté au boîtier métallique.

Voici les caractéristiques maximales : $U_{CBO} = 32$ V; $U_{CEO} = 32$ V; $U_{cbo} = 5$ V; $I_C = 50$ mA ; $I_{cmax} = 100$ mA ; $P_{tot} = 375$ mW; $T_j = 175$ °C; $T_{stg} = -55$ à $+175$ °C.

Les symboles U_{CBO}... T_{stg} sont connus de tous les techniciens, par exemple U_{CEO} = tension collecteur-émetteur.

La sensibilité est au maximum pour $\lambda = 775$ nm et à 0,8 pour $\lambda = 625$ nm et $\lambda = 875$ nm.

L'orientation optimale étant à zéro degré, on a encore, pour le type BPW 13, une sensibilité relative de 0,9 à ± 20°, 0,6 à ± 35° et ensuite chute très rapide comme on peut le voir à la **figure 15 A**.

Le type à lentille, BPW 14, a un diagramme étroit, grâce à la lentille. L'effet directionnel est très prononcé : 1 à 0°, 0,7 à ± 10° et chute rapide de la sensibilité si l'angle est supérieur à ± 10°. Ce diagramme est donné à la **figure 15 B.** Ces deux phototransistors sont des NPN épitaxiaux planars au silicium. Signalons aussi les phototransistors : BPW 15 à lentille, BPW 16 et BPW 17 (à lentille) de présentation différente. Avec fils latéraux, au lieu de fils parallèles, le BPX 37. Il y en a quantité d'autres.

Réseaux de phototransistors

A noter l'existence de réseaux de phototransistors comme par exemple le BPW 16/9 (sans lentille) et le BPW 17/9 (avec lentille), à 9 phototransistors chacun ; le BPW 18 à 6 éléments ; le BPW 19 à 10 éléments.

Photodiodes

Les modèles destinés à la fonction de capteur (senseur) sont des photodiodes-cellules photovoltaïques comme par exemple la BPW 20.

Elle est spécialement étudiée pour les mesures photométriques. Ses principales caractéristiques sont :

(a) Boîtier hermétique relié à la cathode (ou pôle —)
(b) Fenêtre plane
(c) Fonctionne à la lumière visible. aux radiations infrarouges proches
(d) Très bonne sensibilité au bleu.
(e) Corrélation logarithmique entre la tension en circuit ouvert et l'éclairement entre 1/100 et 100 000 lux, en fonctionnement comme cellule photovoltaïque
(f) Corrélation linéaire entre le courant en court-circuit et l'éclairement entre 1/100 et 100 000 lux, en fonctionnement comme cellule photovoltaïque
(g) Pas d'effet de mémoire, à l'égard de la lumière
(h) Pas de rapport de préexposition.

A la **figure 14**, on a donné la forme et les symboles schématiques de la BPW 20, dont l'embase est du type Jedec TO 56. Poids max. 1 g, pôle - relié au boîtier.

Méthode de mesure des temps t_r et t_f comme pour les cellules photovoltaïques : $t_r = 3{,}5\,\mu s$, $t_f = 3{,}5\,\mu s$.

Maximum de sensibilité à 700 nm, 0,5 à 400 nm et 950 nm.

Sensibilité en fonction de l'angle : 1 à 0°, 0,5 à ± 50°.

Autres types : BPW 21 pour mesure de couleurs, BPW 21 M utilisable comme senseur pour la mesure des couleurs, de la durée d'exposition. Fenêtre plate pouvant recevoir des filtres.

La BPW 24 est une photodiode PIN utilisable comme détecteur rapide.

Commutateurs à diodes et transistor

Soit, par exemple le photo-élément BPX 28.

A la **figure 16,** on a représenté à gauche la forme de ce photo-élément.

On voit sur la **figure 17** qu'il se compose de trois diodes et d'un transistor. Une des diodes est une cellule photovoltaïque, les deux autres sont des diodes normales :

D_1 sert à la polarisation,
D_2 est une diode de verrouillage.

Le transistor est à excellentes caractéristiques de commutation. Quatre électrodes sont ainsi déterminées pour ce composant complexe : G = entrée polarisation, E = émetteur du transistor NPN, C = collecteur et D = sortie du signal.

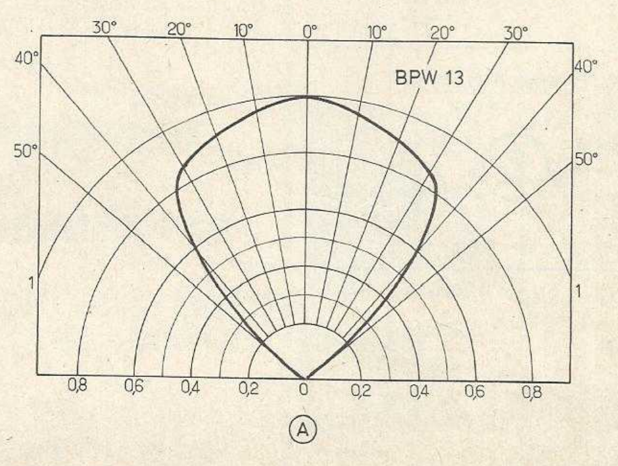


Figure 15 A

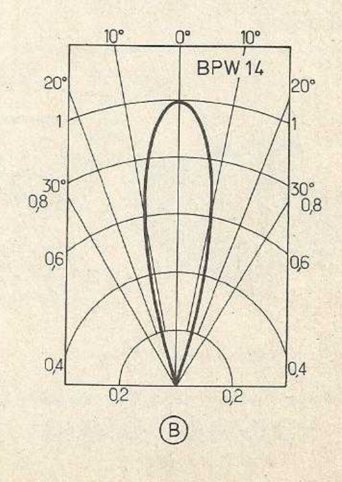


Figure 15 B

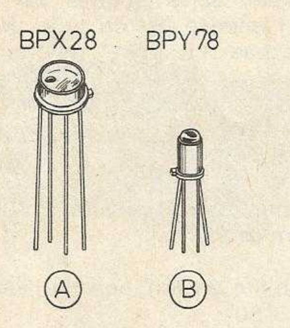


Figure 16

Voir les principales caractéristiques du BPX 28 :

(a) Boîtier hermétique à fenêtre plate,
(b) Sensible à la lumière et en infrarouges proches,
(c) Angle de radiation de 90° (angle α de demi-sensibilité),
(d) Haute sensibilité,
(e) Diode de verrouillage incorporée.

L'embase est du type Jedec TO 5 ou DIN 5A4.

Caractéristiques absolues maximales : $U_{CEO} = 45$ V ; tension inverse de D_2 : $U_{R2} = 45$ V ; tension entre E et G : $U_{EGO} = 5$ V ; I = 100 mA ; I_C = 200 mA ; courant direct de la diode D_1 : $I_{F1} = 10$ mA ; $P_{tot} = 310$ mW ; $T_j = 150$ °C ; $T_{stg} = -55$ à + 150 °C ; R_{thJA} = 400 °C/W ; $R_{thJC} = 160$ °C/W.

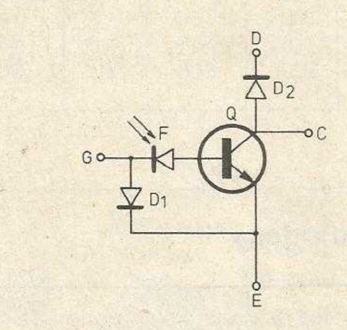


Figure 17

Temps de montée $t_n = 3{,}5\,\mu s$, temps de descente $t_f = 5\,\mu s$.

A la **figure 18** on donne le schéma de mesure de t_r et t_f. L'émetteur de lumière est une diode LED dont l'anode reçoit la tension rectangulaire et la cathode est reliée à la masse par une charge de 50 Ω.

Phototransistor Darlington

Le BPX 99 est un exemple de composant optoélectronique de ce genre. Comme le montre la **figure 19** à droite, l'ensemble comprend deux transistors dont le premier est un phototransistor. La base B reçoit la lumière. Les deux autres électrodes sont E = émetteur et C = collecteur, les deux appartenant au transistor de sortie. Une lentille constitue la fenêtre de base recevant la lumière.

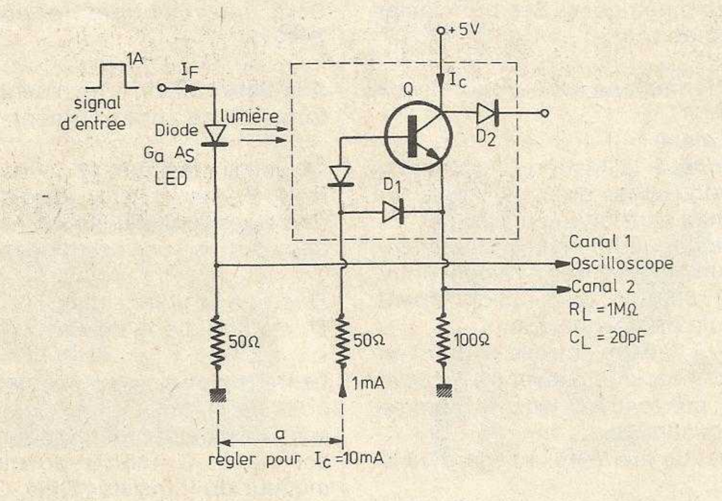


Figure 18

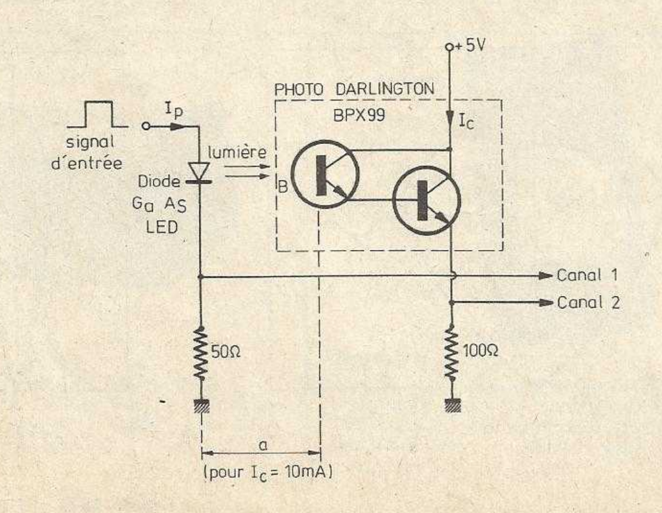


Figure 19

Voici les caractéristiques maximales absolues de ce « photodarlington » :

Tension de rupture (breackdown voltage) collecteur-émetteur $U_{BRCEO} = 32$ V.

Tension émetteur à base $U_{EBO} = 10$ V.

Courant de c llecteur $I_c = 0{,}5$ A.

Courant de pointe de collecteur $I_{CM} = 1$ A.

Puissance totale dissipée $P_{tot} = 0{,}33$ W avec $T_{ams} \leqslant 25$ °C.

Puissance totale dissipée $P_{tot} = 1{,}6$ W avec $T_{case} \leqslant 45$ °C ou T_{case} = température du boîtier.

Gamme de température ambiante = — 55 à + 125 °C.

Température de boîtier $T_{case} = 125$ °C.

A la **figure 19,** on donne le montage de mesure. Régler la distance a pour $i_c = 10$ mA. On doit trouver :

Temps de retard $t_d = 10\,\mu s$.
Temps de montée $t_r = 80\,\mu s$.
Temps de passage à la conduction : $t_{on} = 90\,\mu s$.
Temps de chute $t_f = 60\,\mu s$.
Temps de passage au blocage $t_{off} = 65\,\mu s$.

A la **figure 20,** on donne, à gauche, la sensibilité relative et à droite la sensibilité angulaire.

Remarquons que la sensibilité est maximale pour $\lambda = 800$ nm.

Remarquons aussi, le diagramme, les deux maxima correspondent à + 10 et — 10°, tandis qu'à 0°, il y a un creux de 20 % environ.

De part et d'autre des angles de 10°, la chute de sensibilité est rapide.

Ce Darlington se branche comme un dipôle : le + 5 V au collecteur et le —, par la résistance de charge de 100 Ω à la masse et — 5 V. L'apport du BPX 99 est donné à la **figure 14 G.**

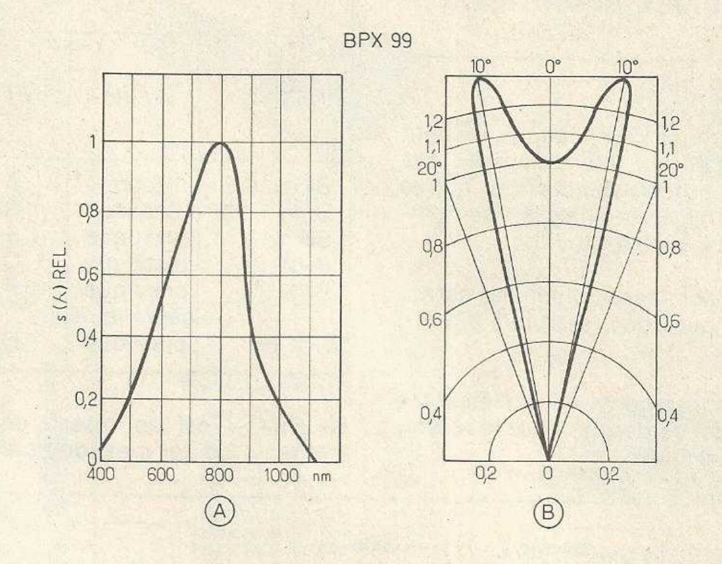


Figure 20

Photothyristor tétrode BPY 78

Ce phototransistor est utilisable comme commutateur et peut être associé au BPX 28. L'aspect du BPY 78 est donné à la **figure 16 B.**

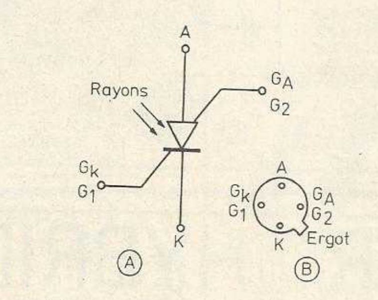


Figure 21

A la **figure 21 (A)** on donne son symbole schématique. Ce composant se caractérise par un boîtier hermétique et peut être utilisé en lumière ou en radiations infrarouges proches. Il convient en signaux alternatifs. Grâce à sa lentille, le BPY 78 est insensible aux lumières parasites. L'ouverture est de 15° (demi-angle).

Le boîtier comprend une embase à quatre fils (voir **figure 21 B**). Vu **de dessous** le brochage se présente avec le fil G_r - G_2 à droite de l'ergot et le fil K à gauche.

Boîtier de forme proche du Jedec TO 18.

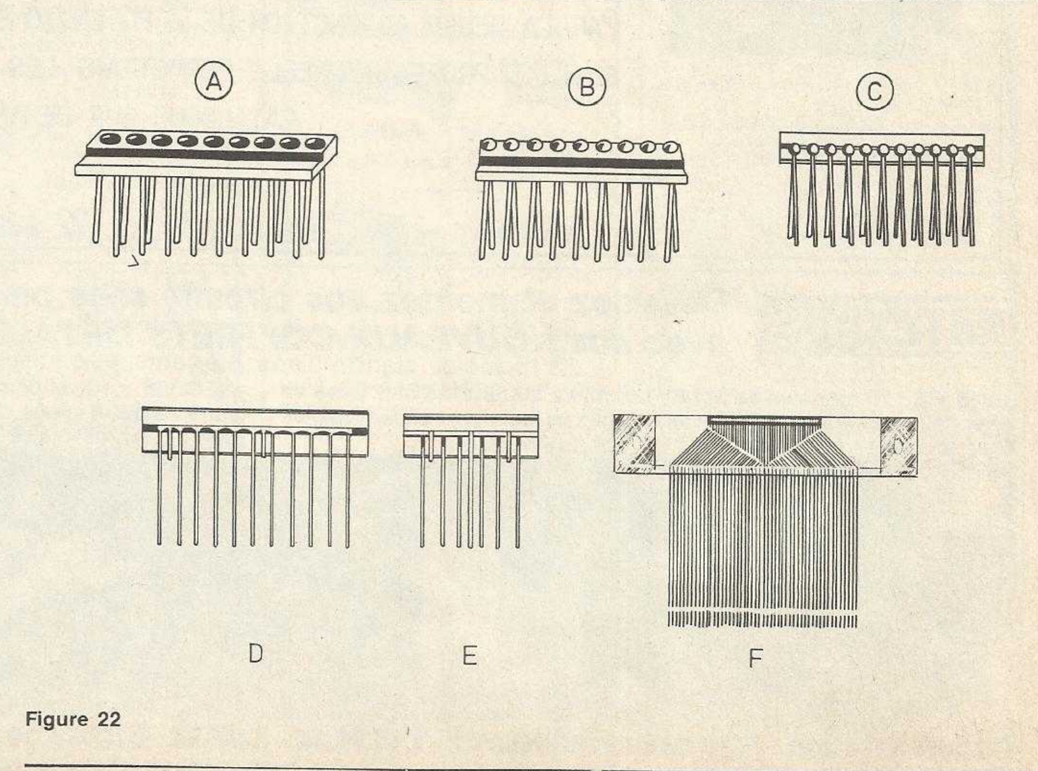


Figure 22

Réseaux de photodétecteurs

Dans de nombreuses applications, on peut simplifier l'appareil en utilisant des réseaux de phototransistors ou autres photodétecteurs. Il en existe à très nombreux éléments, de 9 à 50.

Le tableau VII donne les principales caractéristiques de quelques réseaux à 9, 6, 10 et 50 éléments.

Il y a deux espacements entre éléments : 2,54 et 0,32 mm, ce dernier pour le réseau BPX 34 à 50 éléments.

TABLEAU VII

Type	Boîtier	Figure 22	Nombre des éléments	Espacement	α degrés	I_c (mA)	V_{CE} Lx	V_{CE} V	λp nm
BPW 16/9	plastique	A	9	2,54	80	50	0,4	5	780
BPW 17/9	plastique	B	9	2,54	25	50	3	5	780
BPW 18	plastique	E	6	2,54	120	50	0,4	5	780
BPW 19	plastique	C	10	2,54	50	50	1,3	5	780
BPX 34	plastique céramique	F	50	0,32	120	—	0,0002	—	750
BPX 58	plastique	D	10	2,54	120	50	0,25	5	780

Le BPX 34 est un réseau de photo-éléments en boîtier plastique/céramique.

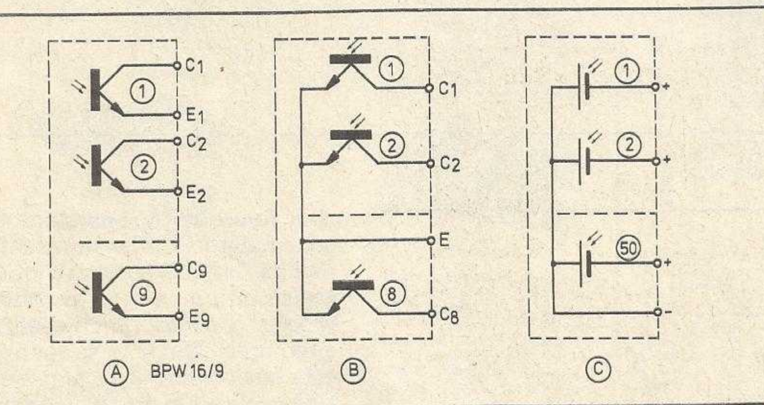


Figure 23 Ⓐ BPW 16/9 Ⓑ Ⓒ

Voici à la **figure 23** les branchements intérieurs de ces réseaux.

En (A) : BPW 16/9 - BPW 17/9.

En (B) : BPW 18 avec 6 éléments. Le BPW 19 est monté de la même manière mais il a 10 éléments.

En (C) : BPX 34 avec photopiles. Les + sont accessibles séparément et les — sont réunis.

Le BPX 58 est monté comme en (B) et comporte 10 éléments. Les méthodes de mesure de t_r et t_f sont analogues à celles exposées précédemment. ■

Bobinages à ferrite

Le meilleur moyen de faire varier la valeur d'une bobine, c'est-à-dire son coefficient de self-induction, L, est d'introduire dans son champ magnétique, un noyau de ferrite à emplacement ajustable.

Un autre avantage des bobines à noyaux de ferrite réside dans la diminution de leur encombrement, dans la réduction de leur champ magnétique extérieur et dans l'amélioration du coefficient de surtension Q à vide.

Dans cet article on traitera des bobinages réalisables dans des pots FP et noyaux X fabriquées par RTC « LA RADIOTECHNIQUE - COMPELEC.

Les éléments des bobinages sont réalisés avec des ferrites doux FXC professionnels.

Nous donnerons les caractéristiques de quelques types proposés et le mode de détermination des bobinages les utilisant.

Seront mentionnés les pots FP 11/7 à FP 42/29 et les noyaux X 22, X 30, X 35, avec leur carcasses.

Caractéristiques des matériaux

Tableaux des caractéristiques

La connaissance des caractéristiques des matériaux exprimées numériquement **est indispensable** pour la prédétermination des bobinages. Il s'agit aussi bien des caractéristiques électriques et magnétiques que des dimensions.

Ces dernières sont aussi importantes que les autres, car leur choix dépendra des données du problème et permettra de réaliser des bobinages à haut rendement et à encombrement minimum.

Les tableaux des caractéristiques sont donnés au tableau I.

Ce tableau donne, pour huit matériaux, les caractéristiques suivantes : perméabilité initiale, coefficient de température, point de CURIE, la valeur de tg 5 pour six fréquences, désaccomodation.

A la **figure 1** on donne l'aspect et les dimensions des pots FP étalonnés. L'indication de leur caractéristiques est donnée aux tableaux II et III.

CARACTERISTIQUES MAGNETIQUES DES PRINCIPAUX FERRITES

Caractéristiques principales	Matériaux pour transformateurs				Matériaux pour inductances			
	3E1	3E2	3E3	3E4	3H1	3B7	3D3	4C6
Perméabilité initiale	3800 ± 20%	⩾ 5000	⩾ 10 000	4 700 ± 20%	2 300 ± 20%	2 300 ± 20%	750 ± 20%	120 ± 20%
Induction saturation (mT) à 25 °	350	420	380		360	430	350	380
Pertes à champ faible : $\frac{tg\delta \cdot 10^6}{\mu_i}$ à 4 KHz	⩽ 2,5	⩽ 2,5	⩽ 2,5	⩽ 2,5	⩽ 1	⩽ 1		
100 KHz	⩽ 20	⩽ 15	⩽ 50	⩽ 20	⩽ 5	⩽ 5	⩽ 8	
500 KHz							⩽ 14	
1 MHz							⩽ 30	
2 MHz								⩽ 40
10 MHz								⩽ 100
Pertes par hystérésis : $\eta_B \times 10^3 T^{-1}$ à 4 KHz – 25 °C – 1,5 → 3 mT	⩽ 1,1	⩽ 1,1	⩽ 1,1	⩽ 0,85	⩽ 1,1	⩽ 1,1		
4 KHz – 25 °C – 0,3 → 1,2 mT							⩽ 1,8	
100 KHz – 25 °C – 0,3 → 1,2 mT								⩽ 6,1
Désaccomodation D.F. × 10^6		⩽ 1,9	⩽ 1,9	⩽ 4,3	⩽ 4,3	⩽ 4,3	⩽ 12	⩽ 10
Coefficient de température : $\alpha_F \cdot 10^6$ + 5 → 25 °C	1 ± 1			1 ± 1	1 ± 0,5			1 ± 3
+ 25 → 55 °C	1 ± 1			1 ± 1	1 ± 0,5			3 ± 3
+ 25 → 70 °C	1 ± 1			1 ± 1	1 ± 0,5	– 0,6 à + 0,6	1 ± 1	
Point de curie °C :	⩾ 125	⩾ 130	⩾ 125	⩾ 125	⩾ 130	⩾ 170	⩾ 150	⩾ 350
Utilisation principale :	Transformateurs d'alimentation	Transormateurs d'impulsion	Transformateurs d'impulsion	Transformateurs Télécommunications	Inductances réglables à compensation polystyrène	Inductances réglables à compensation mica	Inductances réglables MF	Inductances réglables HF

Tableau 1

En ce qui concerne les noyaux, on donne leurs caractéristiques au tableau IV et leur dimension à la **figure 2**.

Les types représentés sur ces figures sont :
Figure 1 à gauche et de haut en bas : FP 11/7, FP 14/8, FP 18/11, FP 22/13 ; à droite et de haut en bas : FP 26/16, FP 30/19, FP 36/22, FP 42/29.

Figure 2, de haut en bas : X 22 - 3H1, X 30 - 3H1, X 35 - 3H1.

A la **figure 3** on donne l'aspect des noyaux X.

Les noyaux X sont utilisés pour réaliser les transformateurs destinés au câblage imprimé. Ils sont caractérisés par un encombrement minimum pour un volume donné et par une carcasse à picots qui permet de satisfaire à toutes les exigences des transformateurs à nombre de sorties élevé.

Les noyaux X sont livrés sans entrefer ou avec entrefer normalisé (voir tableau). L'entrefer est nécessaire lorsque le bobinage est parcouru par un courant ayant une composante continue qui polarise fortement le matériau. Les pièces de l'assemblage sont au nombre de trois : boîtier, avec 2 cosses de masse, plateau-ressort et carcasse à picots. Les caractéristiques électriques et mécaniques des noyaux X sont indiquées dans la notice U. 12. 50 de la RTC.

La fourniture de noyaux X étalonnés en valeur d'inductance spécifique et équipés du support de réglage est possible bien que ces circuits n'apparaissent pas dans le tableau des pièces normalisées.

Les pots du type FP développés pour le matériel de télécommunications à courants porteurs ont vu leur domaine d'application déborder largement la gamme de fréquences initialement prévue. Ils permettent de réaliser des inductances stables pour des circuits oscillants fonctionnant dans la gamme de température $-40\,^{\circ}C$ et $+100\,^{\circ}C$ et à des fréquences comprises entre 100 kHz et 10 MHz.

La gamme des pots FP s'étend du type 11/7 au type 42/29. Le premier nombre indique le diamètre nominal du pot, le deuxième la hauteur.

Chaque pot dispose d'un assemblage qui permet de le fixer sur circuit imprimé ou sur châssis.

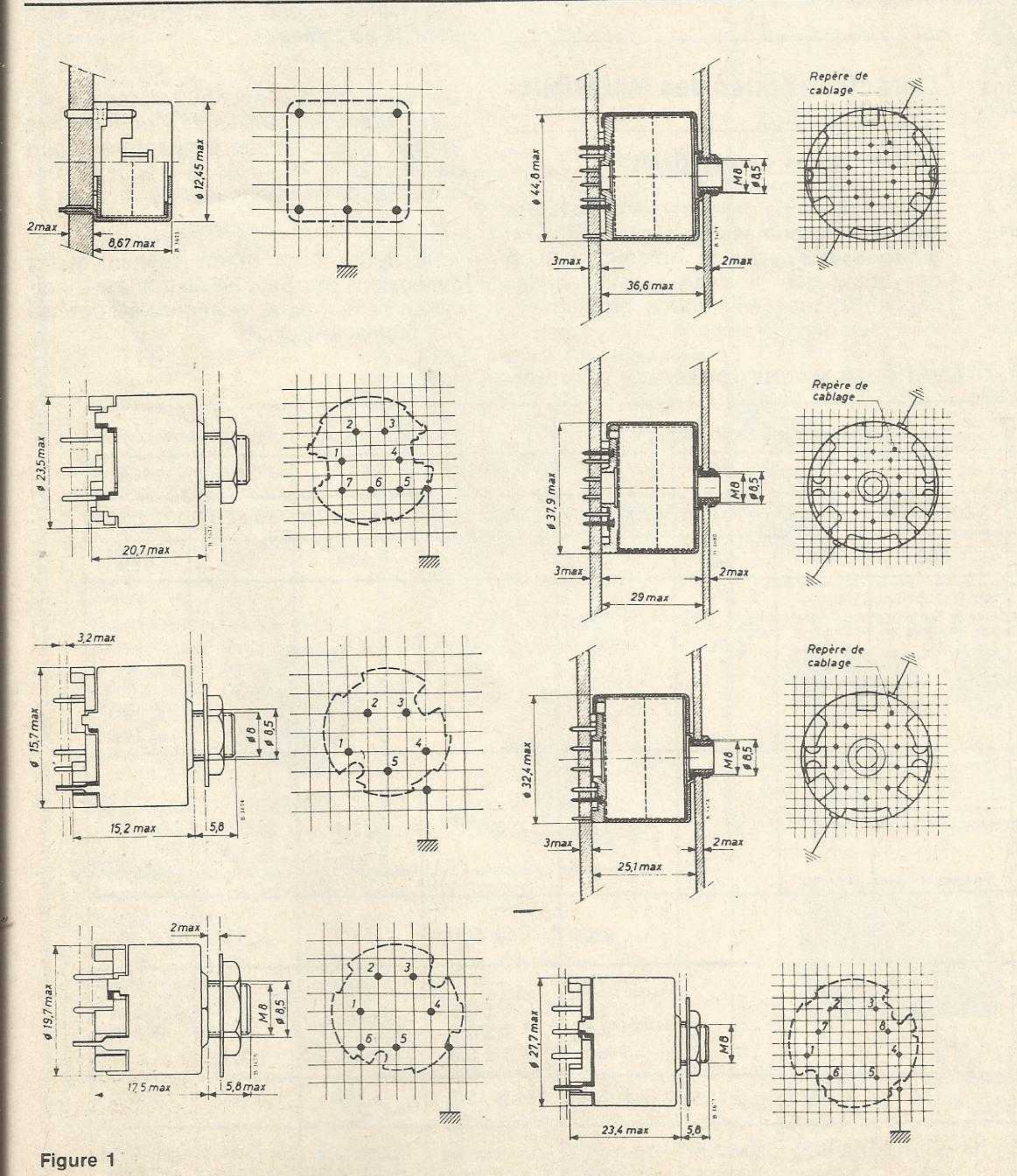


Figure 1

22,45 max

3,5 max

16,25 max

25,9 - 26,2

30,6 - 30,75

2,3 max

30,8 - 30,95

35,75 - 35,95

Figure 2

Type	Matériau	Al	Tolérance Al %	Perméabilité équivalente μe	Vis de réglage	Carcasse nbre de gorges
FP11/7	3H1-3B7	250	± 3	190	brune	1
		160	± 1,5	122		
		100	± 1	76	jaune	
	3D3	100	± 1	76	jaune	
		63	± 1	48	rouge	
		40	± 1	30,5	verte	
	4C6	40	± 1	30,5		
		25	± 1	19		
		16	± 1	12,2		
FP14/8	3H1-3B7	250	± 2	157	brune	1 et 2
		160	± 1,5	100,5	blanche	
		100	± 1	63	jaune	
	3D3	100	± 1	63	jaune	
		63	± 1	39,5	rouge	
		40	± 1	25	verte	
	4C6	63	± 1	39,5	jaune	
		40	± 1	25	jaune	
		25	± 1	15,7	rouge	
FP18/11	3H1-3B7	400	± 2	190	grise	1, 2 et 3
		250	± 1,5	119	brune	
		160	± 1	76	jaune	
	3D3	160	± 1	76	jaune	
		100	± 1	47,5	rouge	
		63	± 1	30	verte	
	4C6	63	± 1	30	blanche	
		40	± 1	19	rouge	
		25	± 1	11,9	verte	
FP22/13	3H1-3B7	630	± 3	249	brune	1, 2 et 3
		400	± 2	158	brune	
		250	± 1,5	99	blanche	
	3D3	160	± 1	63,5	jaune	
		100	± 1	39,5	rouge	
	4C6	100	± 1	39,5		
		63	± 1	25	jaune	
		40	± 1	15,8	rouge	

Tableau 2

Type	Matériau	Al	Tolérance Al %	Perméabilité équivalente μe	Vis de réglage	Carcasse nbre de gorges
FP26/16	3H1-3B7	630	±3	200	brune	1, 2 et 3
		400	±2	127	brune	
		250	±1	79,5	blanche	
	3D3	250	±1	79,5	blanche	
		160	±1	51	jaune	
	4C6	100	±1	31,8	jaune	
		63	±1	20	verte	
FP30/19	3H1-3B7	1 600	±3	420	noire	1, 2 et 3
		1 000	±3	263	grise	
		630	±2	165	brune	
		400	±1,5	105	blanche	
		250	±1	65,5	blanche	
FP36/22	3H1-3B7	1 600	±3	336	noire	1, 2 et 3
		1 000	±3	210	grise	
		630	±2	132	brune	
		400	±1,5	84	brune	
		250	±1	52,5	blanche	
FP42/29	3H1-3B7	1 600	±3	325	noire	1 et 2
		1 000	±3	205	grise	
		630	±2	130	brune	
		400	±1	81	brune	
		250	±1	51	blanche	

Tableau 3

Choix du composant

Le réalisateur dispose des données du problème à résoudre : caractéristiques du bobinage à déterminer et caractéristiques des composants en ferrite disponibles.

Il aura donc à faire un choix parmi ces composants afin de réaliser un bobinage conforme aux données imposées avec les tolérances permises.

Dans la plupart des cas on pourra obtenir les données demandées de plusieurs manières, avec des pots de dimensions nettement différentes.

La méthode adoptée pour le choix du composant, consiste dans sa détermination par élimination, en examinant les diverses conditions qu'il doit remplir. Voici les données d'un problème de choix du composant :
(A) gamme de fréquences et coefficient de température.

Ces données fixent le choix des matériaux.

(B) Coefficient de self-induction L du bobinage et surtension Q associé : données fixant les dimensions minima du circuit.

(C) Nombre des sorties, encombrement : fixent le choix entre un montage standard et un montage hybride.

Voici au tableau V, pour les matériaux 3H1, 3B9, 3B7 et 3D3, la gamme des fréquences, le coefficient de température et diverses remarques utiles.

Passons maintenant au mode d'emploi des tableaux, en fonction des données.

Type	Entrefer	Al environ	Carcasse nbre de picots
X 22 3H1	0	⩾ 3 150	8
	0,05 ± 0,015	1 100	
	0,15 ± 0,015	480	
X30 3H1	0	⩾ 3 950	12
	0,05 ± 0,015	1 600	
	0,15 ± 0,015	660	
X35 3H1	0	⩾ 4 820	16
	0,05 ± 0,015	2 100	
	0,15 ± 0,015	960	

MATÉRIAU	Gamme de fréquence	Coefficient de température	Remarques
3 HI	0,1 à 250 kHz	Positif de + 23° C à + 70° C	— associé aux condensateurs à coefficient de température négatif. — garantie spéciale pour le pot FP 18/11, voir Chapitre III.
3 B9	0,1 à 400 kHz	Positif et de valeur constante de : — 30° C à + 70° C	— associé aux condensateurs à coefficient de température négatif.
3 B7	0,1 à 250 kHz	nul de + 23° C à + 70° C	— pr inductances non compensées. (condensateurs mica).
3 D3	0,2 à 2 MHz	positif de : + 23° C à + 70° C	— associé aux condensateurs à coefficient de température négatif.

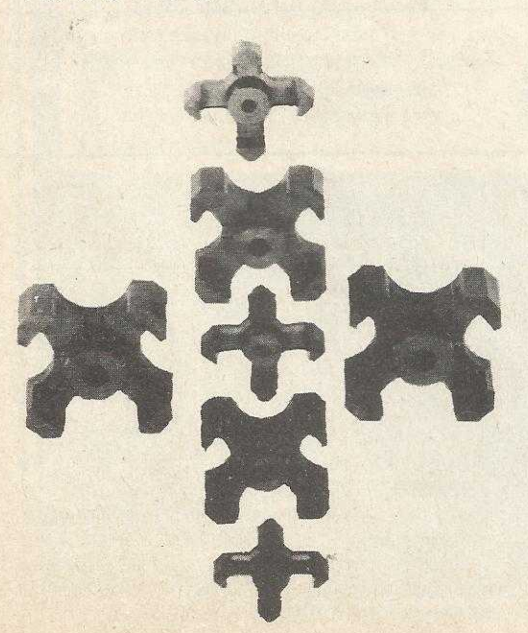
Tableau 5

TYPE	11/7	14/8	18/11	22/13	26/16	30/19	36/22	42/29
$K.10^{-3}$	58,1	32,3	16,4	11	7,42	5,07	3,59	2,16

Gamme de fréquence, coefficient de température

Pour chaque valeur de L, d'un bobinage devant fonctionner à une fréquence F_0 et dans la gamme des températures T, un matériau dont l'emploi sera favorable à l'obtention des caractéristiques demandées.

A l'aide du tableau V on pourra choisir le matériau qui convient le mieux. Par exemple si F_0 = 1 MHz, il faudra recourir au matériau BD3 qui convient entre 0,2 MHz et 2 MHz et pour qui Δ T est positif, de + 23 °C à + 70 °C.



Si le coefficient de température Δ T doit être positif et de valeur constante, à une température de 8 10 °C, par exemple avec une fréquence F_0 = 200 Hz, c'est le matériau 3B9 qui sera adopté.

A noter lors du choix, les indications de la quatrième colonne du tableau V.

Dans le cas de notre exemple, si l'on ch sit le matériau 3B9, le condensateur d cord devra être à coefficient de tempé ture négatif, de manière à compense coefficient de température positif du ma riau. Remarquons que le tableau V ne met pas la solution de tous les problèr possibles et imagir bles.

Coefficients L et Q associés

La formule (1) ci-après donne la relation permettant de calculer L en fonction de AL = inductance spécifique nominale du circuit et de N = nombre de spires :

$$L = AL.\ N^2 .\ 10^{-9} H \ (1)$$

ou, si l'on préfère :

$$L = AL .\ N^2 \text{ nanohenrys } (2)$$

Seule la valeur de L est connue. Si l'on réussit à trouver celle de AL qui convient, on calculera le nombre des spires par la relation :

$$N^2 = L/AL$$

avec L en nanohenrys.

Le choix de AL se fera d'après la valeur de Q imposée. On peut classer les bobines en deux catégories : bobines p r basses fréquences (inférieures à 5 k) et bobines pour hautes-fréquences.

Bobines pour BF

On sait que toute bobine présente, en dehors de sa valeur exprimée par L, une résistance R qui l'amortit et qui, par conséquent, réduit le coefficient de surtension Q.

Dans le cas de la BF (f < 5 000 Hz), le facteur essentiel de pertes est donné par la relation

$$Q = 2\pi fL/R \ (2)$$

ou encore

$$Q = \frac{2\pi f}{R/L}$$

$$\text{ou } R/L = (1/\mu_e) . (1/f_{cu}) . k\Omega/H$$

Dans cette expression la valeur de μ_e est donnée aux tableaux II et III, en correspondance avec celle de AL.

D'autre part f_{cu} est le facteur de remplissage. Lorsque la carcasse dans laquelle on loge le fil est bien utilisée, f_{cu} est de l'ordre de 0,5.

Le coefficient K dépend des dimensions du circuit et sa valeur est indiquée au tableau VI.

Bobine HF

Les pertes dans le noyau sont difficiles à évaluer en HF et il est préférable de recourir aux mesures conduisant à établir des courbes utilisables aisément dans toute la gamme des fréquences. Ces courbes sont fournies par le fabricant de pots.

La suite et la fin de cette étude seront données dans notre deuxième article.

■